

VŠB – Technická univerzita Ostrava

Fakulta strojní

Katedra automatizační techniky a řízení

Lokalizace zdrojů akustických signálů

Sound Source Localization

Studijní program: P2301 Strojní inženýrství

Studijní obor: 3902V010 Automatizace technologických procesů

Doktorand: Ing. Patrik Janečka

Školitel: Prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

OSTRAVA 2016

Předmluva

Disertační práce je souborem všech teoretických poznatků, zkušeností a praktických činností, které jsem nabyl během celého studia na Katedře automatizační techniky a řízení na Fakultě strojní, VŠB - Technické univerzity Ostrava. Touto cestou bych rád poděkoval katedře za to, že mi předala potřebné vědomosti a zkušenosti, které mohu dále využívat a rozvíjet. Také bych rád poděkoval vedoucímu této práce panu profesoru Jiřímu Tůmovi, panu Vladimíru Starému, spolupracovníkům Samu Harrashimu, Ivanu Káňovi, Jiřímu Gálíovi a Szymonu Cieplikovi, také mé rodině a manželce za plnou podporu během vytváření této práce.

Ing. Patrik Janečka

Ostrava, leden 2016

ANOTACE DISERTAČNÍ PRÁCE

JANEČKA, P. *Lokalizace zdrojů akustických signálů*. Ostrava: katedra ATR-352 VŠB-TUO, 2015. 165 stran. Disertační práce, Vedoucí: Prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

Disertační práce se zabývá lokalizací zdrojů akustických signálů. V úvodní části jsou popsány teoretické poznatky. V další části této práce jsou popsány mikrofonní pole, digitální signálové procesory, Fourierova transformace a analogové filtry. V závěru práce je na základě teoretických poznatků navržen funkční vzorek, který zpracovává zvukové signály a určuje úhel dopadu akustické vlnoplochy na mikrofonní pole. Signály z mikrofonních jednotek jsou nejprve zesíleny a pak filtrovány. Následně prochází signály přes A/D převodník a jsou zpracovány digitálním signálovým procesorem, který pomocí navržených algoritmů vyhodnocuje úhel dopadající vlnoplochy na mikrofonní pole. Funkčnost a přesnost navrženého vzorku je experimentálně ověřena.

ANNOTATION OF DOCTORAL THESIS

JANEČKA, P. *Sound Source Localization*. Ostrava: Department of Control Systems and Instrumentation, VSB-TUO, 2015. 165 pages. Doctoral thesis, Supervisor: Prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.

The doctoral thesis is focused on the sound source localization. The theoretical principles of the localization are described in the first part of this thesis. Also there are described microphone arrays, digital signal processors, Fast Fourier transformation and analog filters. In the last part of this thesis a function prototype design has been described. Its main task is measuring and processing audio signals and then uses algorithms to find directions of the audio signal arrival. The measured audio signals from the microphones are led to the amplifiers to be gained and filtered then the analog signals are digitalized by A/D convertors and finally processed by the DSP. The angle of the wave incidence is calculated by DSP. The functionality test of the functional design has been described and verified at the end of the thesis.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	7
1 Úvod	10
2 Přehled současného stavu	12
3 Cíle disertační práce	17
4 Zvuk	18
4.1 Lidské sluchové ústrojí	18
5 Mikrofonní pole	22
5.1 Lineární pole	23
5.2 Rovinné pole	23
5.2.1 Kruhové rozmístění mikrofonů	24
5.3 Prostorové pole	25
5.4 Prostorový aliasing	25
6 Určení směru přicházejících zvukových signálů	28
6.1 Fourierova transformace	28
6.1.1 Diskrétní Fourierova transformace	29
6.1.2 Rychlá Fourierova transformace	31
6.1.3 Krátkodobá Fourierova transformace	34
6.1.4 Váhová okna	34
6.2 Dopplerův efekt	38
6.3 Metoda založená na odhadu časových diferencí	39
6.4 Beamforming	48
6.4.1 Beamforming s využitím FIR filtru pro zpřesnění vnuceného zpoždění.....	50
6.5 Metody založené na spektrálních odhadech vysokého rozlišení	56
7 Digitální signálové procesory	57
7.1 Analýza a výběr digitálního signálového procesoru.....	59
7.2 Vývojová deska SHARC 21469 EZ-LITE	61
7.2.1 Procesor ADSP-21469.....	63

Obsah	5
7.2.2 Audio codec AD1939	64
8 Návrh jednotlivých částí funkčního vzorku	65
8.1 Návrh funkčního vzorku měřicí soustavy	65
8.2 Elektretový mikrofón MCE-4000	66
8.3 Návrh analogového mikrofonního zesilovače	68
8.4 Analogový antialiasingový filtr	71
8.4.1 Sallen-Key typologie zapojení	73
8.4.2 Huelsman (Multiple Feedback) typologie zapojení	74
8.4.3 Typy filtrů podle použité aproximace	75
8.4.4 Návrh analogového antialiasingového filtru	76
8.5 Elektronická deska se zesilovačem a filtrem analogového signálu	78
9 Nastavení a naprogramování navrženého funkčního vzorku	80
9.1 Hardwarové nastavení	80
9.2 Softwarové řešení	83
9.2.1 Softwarové řešení pro zpracování signálů pomocí ADSP-21469	84
9.2.2 Softwarové řešení FFT pomocí ADSP-21469	89
9.2.3 Softwarové řešení FIR filtru pomocí ADSP-21469	95
9.3 Testování analogových vstupů na EZ-LITE BOARD	98
10 Základní měření na funkčním vzorku	103
10.1 Test navrženého zesilovače a dolnoproustného filtru	103
10.2 Test základních vlastností měřicí soustavy	107
11 Navržené algoritmy pro jednotlivé metody	120
11.1 Metoda TDOA implementována na funkční vzorek	120
11.2 Metody Beamformingu implementovány na funkční vzorek	123
11.2.1 Beamforming – zpoždění o celé vzorky	123
11.2.2 Beamforming s využitím FIR filtru pro zlomkové zpoždění signálu	126
11.2.3 Beamforming s využitím FFT akcelérátoru	128
11.2.4 Beamforming s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů	130

Obsah	6
11.3 Grafické rozhraní v prostředí MATLAB	132
12 Měření na funkčním vzorku	134
12.1 Metoda TDOA	137
12.2 Beamforming - zpoždění o celé vzorky	140
12.3 Beamforming - zpoždění o zlomky vzorků	143
12.4 Beamforming - využití FFT akcelérátoru	145
12.5 Beamforming - interpolace pomocí FIR filtru	148
12.6 Porovnání a vyhodnocení použitých algoritmů	150
13 Závěr	155
14 Conclusion	158
15 Přínos disertační práce pro vědní obor a praxi	160
16 The Contribution of science	161
Seznam použitých pramenů	162
Seznam autorových publikačních činností	165

Seznam použitých symbolů a zkratk**Seznam symbolů:**

B	šířka frekvenčního pásma udávána u operačních zesilovačů [Hz]
c	rychlost šíření zvukové vlnoplochy v daném prostředí [m.s^{-1}]
Δd	velikost uražené dráhy akustického signálu [m]
d_{12}	vzdálenost sousedních mikrofonů [m]
f	frekvence [Hz]
f_{max}	maximální frekvence vzorkovaného signálu [Hz]
f_{min}	minimální frekvence vzorkovaného signálu [Hz]
f_p	kmitočet pólu používaný u filtrů [Hz]
f_s	vzorkovací frekvence [Hz]
f_z	kmitočet používaný u filtrů [Hz]
f_0	frekvence zdroje zvukových signálů [Hz]
G	zesílení
$h(k)$	impulzní charakteristika
Im	imaginární část frekvenčního spektra
jx_{Im}	imaginární část komplexního čísla
k_n	složka komplexní amplitudy
M	počet mikrofonů
$MagX$	amplituda, hodnota ve frekvenčním spektru
N	řád filtru, počet vzorků
$PhaseX$	fáze signálu ve frekvenčním spektru
Q	součinitel jakosti používaný u filtrů
L	vzdálenost mezi mikrofonním polem a zdrojem zvukových signálů [m]
$x(n)$	pozice vstupního signálu
x_i	komplexní číslo
x_{Re}	reálná část komplexního čísla
R_{12}	vzájemná korelace dvou signálů
Re	reálná část frekvenčního spektra
U_{mic}	úroveň výstupního signálu na mikrofonní jednotce [mV]
U_r	vstupní šumové napětí udávané u operačních zesilovačů [V.Hz^{-1}]
U_R	úroveň šumu operačního zesilovače [Hz]
v	rychlost zvuku [m.s^{-1}]
v_d	rychlost pohybujícího se přijímače detektoru [m.s^{-1}]

w	váhové okénko
W_n	Twiddle (pootočovací) faktor, součást FFT
x_c	reaktance kapacitního kondenzátoru [Ω]
x_{CT}	pozice prostředního vzorku v SINC funkci
λ_{min}	vlnová délka snímaného signálu [m]
τ_{12}	časové zpoždění dopadu vlnoplochy mezi dvojicí mikrofónů [s]
τ_{SAMPLE}	časový posun ve vzorcích
ϕ	fáze signálu ve frekvenčním spektru
φ	směrový úhel dopadající vlnoplochy, takzvaný elevační úhel
Θ	směrový úhel dopadající vlnoplochy, takzvaný azimutový úhel

Seznam zkratk:

A/D	<i>Analog to Digital Convertor</i> , analogově-digitální převodník, který převádí analogové signály na digitální a naopak
AR	<i>Autoregressive Modeling</i> , autoregresivní modelování
DAI	<i>Digital Audio Interface</i> , digitální audio rozhraní, které je určené pro zpracování audio signálů
DAS	<i>Delay and Sum</i> , metoda zpozdí a sečti
DFT	<i>Discrete Fourier Transformation</i> , diskrétní Fourierova transformace
DPI	<i>Digital Peripheral Interface</i> , digitální periferní rozhraní určené pro komunikace digitálního signálového procesoru firmy Analog Devices s ostatními integrovanými prvky
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> , digitální signálový procesor
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> , filtr s konečnou impulzní odezvou
FFT	<i>Fast Fourier Transformation</i> , rychlá Fourierova transformace
FDOA	<i>Frequency Difference of Arrival</i> , metoda analýzy frekvenční změny
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transformation</i> , inverzní diskrétní Fourierova transformace
MUSIC	<i>Multiple Signal Classification</i> , metoda vícenásobné klasifikace signálů
MV	<i>Minimum Variance</i> , spektrální odhad minimálního rozptylu
PF	<i>Particle Filtering</i> , vzájemná korelace dvou signálů
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> , fázový závěs, je řídicí systém určen pro generaci výstupního signálu, jehož fáze je závislá na vstupní referenční fázi
RMS	<i>Root Mean Square</i> , efektivní hodnota měřeného signálu
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , je poměr výkonu signálu k šumu

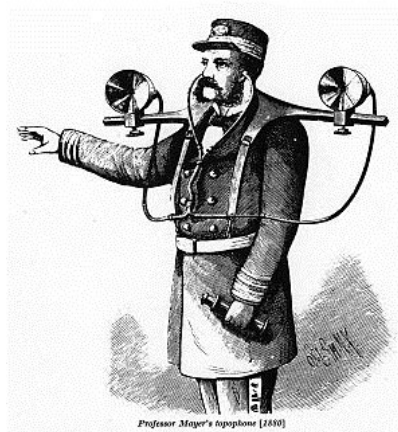
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> , sériové periferní rozhraní užívané v mikroprocesorové technice pro vzájemnou komunikaci s dalšími elektronickými zařízeními
SRU	<i>Signal Routing Unit</i> , signálová trasovací jednotka, která umožňuje nastavení tras jednotlivých signálů přes piny na digitálním signálovém procesoru
SSL	<i>Sound Source Localization</i> , lokalizace akustických signálů
SW	<i>Switcher</i> , přepínač pro nastavení hardwarových parametrů na digitálním signálovém procesoru a okolních integrovaných obvodech
STFT	<i>Short Time Fourier Transform</i> , Krátkodobá Fourierova Transformace
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i> , jedná se o asynchronní sériové komunikační rozhraní
UCA	<i>Uniform Circular Array</i> , uniformní kruhové pole, ve kterém všechny mikrofony mají stejný rozestup a jsou na jedné kružnici
TDE	<i>Time Delay Estimation</i> , vzájemné zpoždění dopadu akustické vlnoplochy na dvojici mikrofonů
TDM	<i>Time Division Multiplex</i> , časový multiplex, jedná se o princip pro přenos více signálů na jednom společném přenosovém mediu. Signály jsou od sebe odděleny krátkým časovým intervalem
TDOA	<i>Time Difference of Arrival</i> , metoda odhadu časových diferencí pro určení polohy zvukového signálu

1 Úvod

Zvuk je podélné mechanické vlnění v takovém látkovém prostředí, které vyvolá sluchový vjem v lidském nebo jiném zvukovém ústrojí. Slyšitelný frekvenční rozsah těchto vlnění je v rozmezí přibližně od 16 Hz do 20 kHz. Každý člověk vnímá odlišný frekvenční rozsah, který je určen především jeho věkem. S postupujícím věkem klesá jeho horní hranice. Frekvence nižší než 16 Hz se nazývají infrazvuk, naproti tomu frekvence vyšší než 20 kHz se nazývají ultrazvuk. Zdrojem zvukových signálů jsou jakákoliv se chvějící tělesa, která vytvářejí zvukové signály. Zvukové signály se mohou šířit vzduchem, ve vodě nebo v pevných látkách.

Sluchové ústrojí je komplikovaný a sofistikovaný nástroj, který se dá přirovnat k citlivému zvukovému senzoru, který je napojen na výkonný mikropočítač. Nejlépe vyvinuté sluchové ústrojí mají živočichové, kteří se pomocí zvukových signálů dorozumívají na vysoké vzdálenosti, například vyšší obratlovci. Dalšími živočichy, kteří se pomocí zvukových signálů orientují v prostoru, jsou netopýři. Naproti tomu lidské sluchové ústrojí – ucho, není tolik rozvinuté především proto, že sluch je jeden z pěti lidských smyslů, které se navzájem doplňují a tvoří tak ucelený systém vnímání okolního světa. Mozek pomocí sluchových ústrojí levého a pravého ucha analyzuje jednotlivé zvukové signály a vyhodnocuje směr přicházejících zvukových vlnoploch. Zrakovým ústrojím pak dojde k přesnému zaostření těchto zvukových signálů a k následné lokalizaci a určení zdroje. Tato lokalizace je ovlivněna vzdáleností a viditelností zdrojů zvukových signálů.

První počátky lokalizace zvukových signálů sahají do konce 18. století, kdy byl v USA, v roce 1859, zaregistrován patent Benjamina R. Smitha. Další registrovaný patent byl v roce 1871 na jméno James Cochrane. Tyto zařízení měly podobný charakter jako systém patentovaný v roce 1880, takzvaný Mayerův topofón od Alfreda M. Mayera.



Obr. 1 – Profesor Alfréd M. Mayer a jeho vynález – Topofón [DOUGLAS-SELF 2011 a Dostálék 2009]

Obrovský pokrok v rozvoji těchto zařízení nastal v meziválečném období 20. století. V roce 1935 byl v Anglii uveden první pasivní radar. Tento vynález byl následně úspěšně použit ve 2. světové válce v bitvě o Anglii. S příchodem osobních počítačů a s rozvojem elektroniky v 90. letech 20. století došlo k rozmachu užívání pasivních radarů v civilní sféře. Mezi nejpoužívanější aplikace pro lokalizaci zvukového signálu patří lokalizace řečníka v místnosti. Tento problém je řešen přibližně od 90. let 20. století, ale první zařízení pro automatické natáčení kamer směrem ke zdroji zvukového signálu bylo v USA patentováno v roce 2002. Dalším odvětvím jsou robotické systémy, u kterých se vývojová centra snaží vyvinout inteligentního robota se schopnostmi, které se nejvíce podobají lidským smyslům. V neposlední řadě nachází teorie lokalizace zvuků své místo v odvětvích zaměřujících se na bezpečnost a ochranu majetku.

Lokalizace akustických signálů (v anglicky psané literatuře označováno jako SSL – Sound Source Localization) je odvětví, které využívá mikrofonního pole o dvou a více mikrofonech, které zaznamenávají zvukové signály. Tyto signály jsou zpracovány pomocí různých algoritmů, jejichž výsledkem je určení směru nebo polohy zdroje jednotlivých zvuků signálů. Samotné zpracování naměřených dat je realizováno pomocí různých mikropočítačů, signálových procesorů nebo je začleněno do různých embedded systémů. Tato práce se zabývá možností využití mikrofonního pole společně s digitálním signálovým procesorem k určení směru přicházející akustické vlnoplochy.

2 Přehled současného stavu

V současné době je obor lokalizace akustických zdrojů rozvíjen tak, aby bylo možné implementovat a plně využít možnosti identifikace polohy zdrojů vytvářejících tyto akustické signály. S prudkým rozvojem informačních technologií dochází k vytváření nových sofistikovaných řešení, která jsou finančně dostupnější. Především se jedná o rozvoj digitálních signálových procesorů, které jsou přímo navrženy tak, aby co nejrychleji zpracovávaly audio a video signály. Pro tyto procesy jsou obvykle využity FFT, FIR a IIR filtry. Mezi největší výrobce těchto digitálních signálových procesorů patří firmy Texas Instruments, Freescale a Analog Devices. Tyto velké firmy pokrývají většinu amerického, evropského a asijského trhu a udávají směr, kterým se vývoj v této oblasti ubírá. K rozvoji a rozšíření digitálních signálových procesorů došlo paralelně s rozvojem takzvaných vývojových desek. Jedná se o elektronické obvody, které již obsahují integrované IO vstupy a výstupy, zvukové kodeky, AD převodníky, operační zesilovače nebo různá rozhraní pro komunikaci digitálního signálového procesu s okolními elektronickými jednotkami. Spojením těchto vlastností digitálních signálových procesorů a teoretických poznatků z oboru signálů vznikají řešení, které nabízí širokou škálu využití ve specifických aplikacích, jako jsou telekonference, diagnostika, robotika nebo zabezpečovací technika.

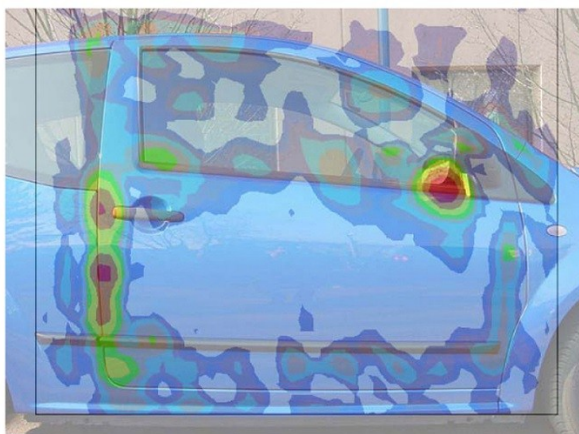
V souvislosti s globalizací a prudkým rozvojem telekonferencí vznikají projekty zaměřené na současné zpracování audio a video signálů. Typickým příkladem jsou konferenční videohovory. Během těchto hovorů jsou obvykle osoby usazeny u jednoho stolu a vedou rozhovor s dalšími účastníky, kteří se nacházejí na jiných místech. Pokud situace a prostředí dovolí, je kamerové zařízení umístěno tak, aby byli všichni účastníci v jednom stabilním záběru. V případě, že tento předpoklad není naplněn, je vhodné použít kamerové zařízení s možností natočení kamery ve směru aktuálně mluvící osoby. V tomto případě je nezbytné využít lokalizačních metod, které určí místo aktuálního řečníka. Během telekonferencí mohou vznikat nežádoucí dozvuky, odrazy nebo dochází k nahrávání jiných rušivých signálů. Výsledkem toho je přenos zvukových stop s nežádoucím šumem, který ovlivňuje celkovou kvalitu zvukového přenosu. K odstranění těchto negativních zvukových signálů a zároveň ke zvýraznění aktuálně mluvícího řečníka jsou vyvíjena různá zařízení s mikrofonním polem. Tyto zařízení používají například technologie beamformingu. V principu tyto zařízení imaginárně natáčejí fakticky nepohyblivé mikrofonní pole směrem k řečníkovi, zesilují tak jeho zvukový projev a zároveň filtrují okolní rušivé signály. V tomto odvětví se snaží prorazit především americká firma ClearOne se svým zařízením nazvaným

Beamforming Microphone Array, které je zobrazeno na následujícím obrázku (obr. 2). Zařízení může být umístěno napevno na stropě, položeno na stole nebo ho lze také zavěsit na stěnu. Jeho hlavní činností je zesilovat aktuálně mluvícího řečníka a filtrovat okolní rušivé zvuky.



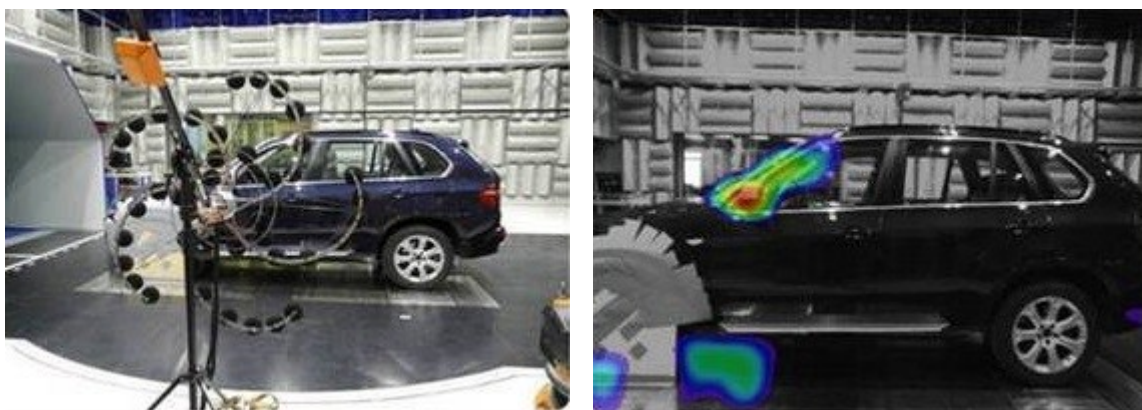
Obr. 2 Beamforming Microphone Array zařízení firmy ClearOne, vlevo zavěšené na stropě a napravo umístěné na stole [CLEARONE 2014]

Pravděpodobně největší rozmach v souvislosti s akustickou lokalizací probíhá v odvětvích zaměřených na diagnostiku a vývoj dopravních prostředků. Typickým produktem tohoto odvětví je takzvaná akustická kamera. Toto zařízení se skládá ze dvou hlavních prvků - mikrofonního pole a kamerového systému. Obvykle se jedná o kruhové nebo kulové mikrofonní pole s mnoha mikrofony a jednou kamerou. Získaná zvuková data jsou zpracována technikou akustické holografie, která umožňuje určení zdroje vibrací nebo zvuků a současně kvantifikuje veličiny jako je akustický tlak, intenzita zvuku a vyzařovaný výkon. Výsledkem této metody jsou barevná pole, která vyjadřují intenzitu zvukových signálů v určitých místech rovinné plochy, do které je promítnut třídimenzionální prostor (obr. 3). Překrytím reálného obrazu těmito barevnými poli vzniká obraz podobný tomu, který je vytvářen pomocí termokamer, ale s tím rozdílem, že místo tepelného záření je měřenou veličinou výkon zvuku.



Obr. 3 Aplikace akustické kamery v praxi [ACOUSTIC MEASUREMENTS 2014]

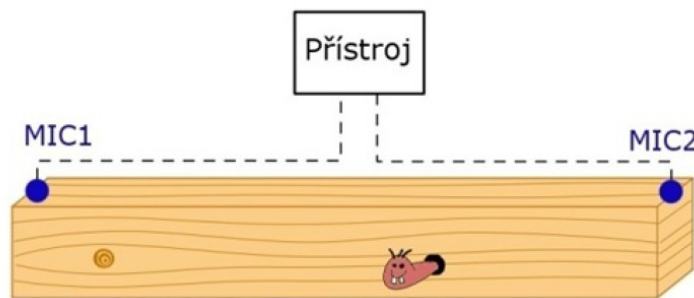
S velice sofistikovaným produktem přišla na trh firma Brüel & Kjær, která nabízí akustické kamery s využitím beamformingu pro detailní analýzu zvukových signálů. V jejich portfoliu produktů se nacházejí celkem tři mikrofonní pole, která jsou také vybavena kamerou s obrazovým záznamem. Jednotlivé sety obsahují softwarové řešení, pomocí kterého je možné nastavit jednotlivé parametry měření, například rozsah snímané frekvence, měřicí prostředí, přesnost nebo typ zdroje (stacionární nebo pohyblivý). Využití těchto kamer je především v automobilním průmyslu, kde jsou identifikována místa netěsností, kterými prochází hluk motoru do interiéru automobilu. Své opodstatnění nachází akustická kamera také v aerodynamickém tunelu. Během tohoto měření se analyzuje obtékání vzduchu na deflektorech a zrcátkách automobilů (obr. 4). Další oblastí využití těchto přístrojů se nacházejí v místech s nadměrným hlukem, jako jsou například nádraží, letiště a průmyslové podniky. Především v průmyslových podnicích se nacházejí složité stroje, u kterých lze pouhým poslechem zaznamenat poruchy, nicméně mnohdy není přesně známo místo poruchy a celý stroj či proces se musí kompletně zastavit. Vznikají tak obrovské finanční ztráty. A přesně pro takovéto případy je vhodné použít akustickou kameru k určení přesného místa poruchy.



Obr. 4 Akustické měření obtékání vzduchu na deflektoru a zrcátek automobilu [CAE SOFTWARE AND SYSTEMS 2011]

Lokalizační techniky nacházejí další zajímavé uplatnění při určování místa výskytu larev brouků tesaříka obecného v dřevěných trámech. Konkrétně se jedná o využití dvou mikrofónů, které jsou připevněny na dřevěný rám. Zaznamenané zvukové signály jsou následně zpracovány pomocí mikrokontroléru. Larvy tesaříka obecného zpracovávají dřevo a při této činnosti vytvářejí zvukové signály o určité frekvenci. Díky těmto známým frekvencím je možné identifikovat místa výskytů těchto larev. To je výhodné především v situacích, kdy se používá hubící nástroj, který pracuje na principu vysokých teplot. Lokalizováním těchto larev se nemusí nahřívat všechny trámy, ale pouze místa, ve kterých se larvy vyskytují. Uplatnění lokalizačních metod v tomto odvětví je nápomocné

k prodloužení životnosti napadených dřevěných trámů. A navíc jsou ekonomicky hubeny nežádoucí larvy tesaříka obecného.



Obr. 5 Využití dvou mikrofónů při identifikaci výskytu larev tesaříka obecného v dřevěných rámech [VÉLIM & FEDRA 2014]

Robotika je dalším odvětvím, ve kterém se využívají lokalizační metody k určení místa nebo polohy zdroje zvukových signálů. V současné době existují aktivní vědecké týmy, které se přímo orientují na danou problematiku. Tyto robotické systémy dokáží kvalitně zpracovávat obrazové signály pomocí optických senzorů a také se dokážou přiblížit lidskému zpracování obrazových vjemů. Naproti tomu je zpracování zvukových signálů v některých aspektech složitější. Především se jedná o časovou délku snímaného signálu a jeho kvalitu. Nicméně zpracování zvukových signálů, oproti obrazovým signálům, má jednu obrovskou výhodu a to je všesměrové šíření zvukových signálů, které tak umožňuje eliminaci většiny překážek. Porovnání vybraných vlastností pro zpracování zvukových a obrazových signálů je popsána v následující tabulce 1.

Tabulka 1 Porovnání jednotlivých vlastností pro zpracování zvukových a obrazových signálů

Kritéria porovnání	Obraz	Zvuk
Směr přichozího signálu	Směrový	Všesměrový
Čas měření signálu	Krátký	Dlouhý
Časová náročnost výpočtu	Krátká	Dlouhá
Světelná závislost	Ano	Ne
Zdolávání překážek	Obtížné	Snadné

Mezi roboty, kteří využívají audio signály, patří například robot nazvaný SAIL, který je osazen jediným mikrofónem sloužícím k tomu, aby mohl být řízen pomocí jednoduchých povelů. Dalším robotickým zařízením je robot nazvaný ROBITA, který již využívá mikrofonního páru a je takto schopen analyzovat konverzaci dvou osob. Tito roboti sice zpracovávají zvukové signály, ale pořád se jedná o vzdálenou podobnost s lidským

vnímáním zvukových signálů. Tento hendikep se snaží odstranit robot s názvem SIG, který již využívá dva páry mikrofónů. Oba mikrofóny z prvního mikrofonního páru jsou umístěny na dvě protilehlé strany tak, aby jejich rozmístění odpovídalo lidskému zvukovému ústrojí. Zvuk naměřený těmito mikrofóny je především určen pro vnímání okolních zvukových signálů. Druhý mikrofonní pár je umístěn uvnitř robota a je určen k snímání vnitřních zvuků, jako je například zvuk motoru. Jeho přínos spočívá v potlačení šumů, které vznikají uvnitř robota. Tento systém je tak podobný lidskému sluchovému ústrojí a umožňuje binaurální lokalizaci ve všech třech dimenzích.

Je velice složité použít pouze dva mikrofóny na robotických zařízeních tak, aby bylo možné plně nahradit lidské sluchové ústrojí. Z tohoto důvodu jsou vytvářeny robotické systémy s větším počtem mikrofónů. Tyto mikrofóny jsou různě rozmístěny na robotickém zařízení a k lokalizaci obvykle používají metodu TDOA, pomocí které jsou schopni lokalizovat zdroj zvukových signálů. Tímto zdrojem je obvykle mluvící osoba, která udává robotovi jednotlivé pokyny. Taktéž se používá nastavení robota na určitý zvukový signál, který je robotem vyhledáván. Takovým zvukem je například lusknutí prstů (obr. 6).



Obr. 6 Robotické zařízení využívající mikrofonní pole [MUTSUAKA, TOJO, KUBOTA, FURUKAWA, TAMIYA, HAYATA, NAKANO & KOBAYASHI 1999]

Hlavní lokalizační metody jsou principiálně založené na dvou přístupech. Jedním z těchto přístupů je metoda Beamforming a druhou metodou je metoda TDOA. Pomocí metody Beamforming je zjištěno časové zpoždění mezi dvěma a více mikrofóny. Naproti tomu metoda TDOA pracuje s minimálně jedním mikrofonním párem a z výsledného časového zpoždění je možné pomocí známých geometrických znalostí určit nekonečně mnoho pravděpodobných souřadnic akustického zdroje.

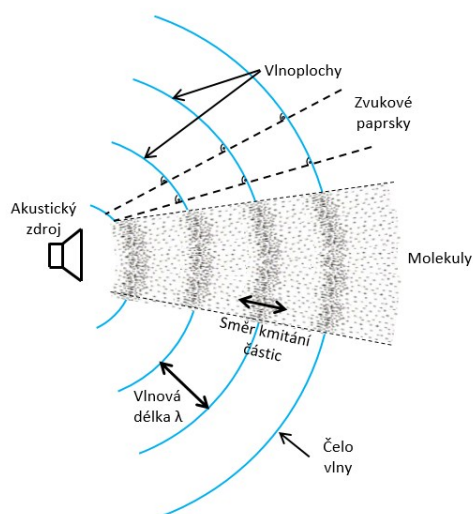
3 Cíle disertační práce

Disertační práce se zabývá problematikou určení směru přicházející akustické vlnoplochy. V současné době na trhu existují různá řešení, nicméně pořizovací cena těchto komplexních systémů je vysoká. Tato práce si klade za cíl vytvořit funkční vzorek, který bude vycházet z cenově dostupných materiálů. Hlavním prvkem bude digitální signálový procesor, který bude analyzovat naměřená data z mikrofonního pole. Jednotlivé algoritmy řešení budou aplikovány s ohledem na výkonost digitálního signálového procesoru. Jednotlivé dílčí cíle byly schváleny v tomto znění:

1. Teoretický popis jednotlivých vybraných metod pro lokalizaci zdroje zvuku na principu využití mikrofonního pole a zpoždění mezi jednotlivými body zvukové vlny a jejich simulační ověření. Návrh uspořádání snímačů v mikrofonních polích.
2. Ověření uspořádání snímačů v mikrofonních polích s ohledem na využití v praktickém měření. Posouzení přesnosti měření.
3. Verifikace teoretických předpokladů v reálném měření, především se zaměřit na řešení problému metodami porovnání časových diferencí a beamformingu.
4. Navržení měřicí sestavy pro lokalizaci zdroje akustických vln. Vypracování algoritmu výpočtu pro signálový procesor a jeho experimentální ověření na funkčním vzorku systému.

4 Zvuk

Zvuk lze definovat jako mechanické kmitání v látkovém prostředí, které je schopné tyto kmity dále šířit. Mechanické kmitání je možné vytvořit jakýmkoliv kmitajícím tělesem, které vytváří akustickou energii. Jednotlivé molekuly se vychylují z rovnovážných poloh a předávají tak svou energii okolním molekulám. Takto vznikají zvukové vlny, které pokud mají stejnou fázi, jsou nazývané jako akustické vlnoplochy. Tyto vlnoplochy jsou šířeny příčně nebo podélně. Podélné vlnění vzniká v plynném nebo kapalném prostředí. Příčné nebo kombinované vlnění je realizováno především v pevných látkách.



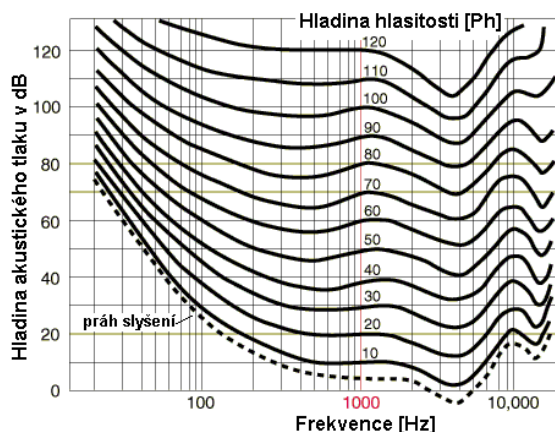
Obr. 7 Šíření zvuku v látkovém prostředí

Sluch je smyslem, který zajišťuje kontakt s okolním světem prostřednictvím zvukových signálů. Zvukové signály jsou zaznamenávány pomocí sluchového ústrojí, které se u člověka vyznačuje levým a pravým uchem. Existují živočichové s rozdílným a mnohem rozvinutějším sluchovým ústrojím. Nejcitlivěji vnímají zvukové signály živočichové, kteří se dorozumívají pouze zvukovými vjemy. Mezi takové živočichy se řadí vyšší obratlovci nebo různé druhy hmyzu.

4.1 Lidské sluchové ústrojí

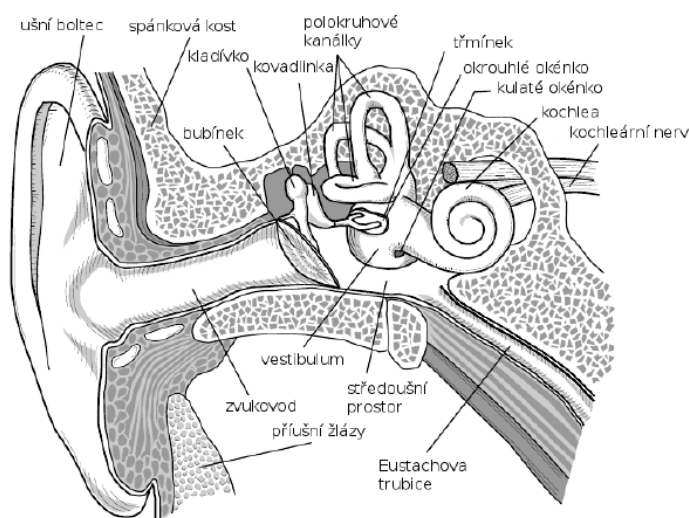
Pro člověka jsou hlavním komunikačním prostředkem zvukové vjemy. Lidé dokáží vnímat zvuk v určitém frekvenčním rozsahu. Nejčastěji uváděný frekvenční rozsah je od 16 Hz do 20 kHz. Horní hranice je ovlivněna stářím člověka a s rostoucím věkem klesá. Práh slyšitelnosti závisí na frekvenci. Lidské sluchové ústrojí vnímá i neslyšitelné frekvence. Nejcitlivěji vnímané zvuky mají frekvenci od 1 kHz do 3 kHz. Typická frekvence lidského hlasu je v rozmezí 200 až 800 Hz.

Zvukové vjemy jsou zachyceny sluchovým ústrojím, které se rozděluje na 3 základní části: zevní ucho, střední ucho a vnitřní ucho. Zevní a střední ucho slouží pro zachycení zvukových podnětů a k vedení zvukových vln. Následná transformace zvukových vln do podoby sluchového podnětu je realizována ve vnitřním uchu. Z vnitřního ucha je tento podnět pomocí nervových vzruchů transportován do mozku a poté analyzován a zpracován.



Obr. 8 Práh slyšitelnosti v závislosti na akustickém tlaku a frekvenci [Kupka 2010]

Zevní ucho je složeno z ušního boltce a zvukovodu. Boltec slouží jako akustický stín pro zvukové signály přicházející zezadu. Pomocí této části lidské ucho snadněji lokalizuje zdroje akustického vlnění. Intenzita zvukového vlnění dopadající na bubínek je závislá na frekvenci a úhlu dopadu akustického vlnění na ušní boltec. Střední ucho obsahuje bubínek se středoušními kůstkami (kladívko, kovádlínka a třmínek). Střední ucho společně se zevním uchem tvoří takzvaný převodní aparát sluchového orgánu. Vnitřní ucho obsahuje sluchové a rovnovážné ústrojí a takzvaný kostěný labyrint, který se skládá ze tří základních částí a těmi jsou předsíň, tři polokruhové kanálky a kostěný hlemýžď [Kupka 2010].



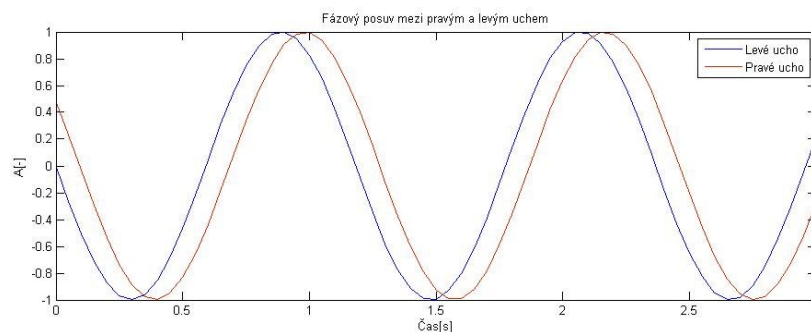
Obr. 9 Vnitřní struktura lidského sluchového ústrojí [Kupka 2010]

Přicházející zvukové signály jsou zachycené ušním boltcem. Další část vlnění je odražena a pohlcena, ostatní signály jsou pomocí zvukovodů vedeny k bubínku. Délka zvukovodu je přibližně 25 mm a jeho funkce je podobná zesilovači. Zvuk je rezonancí zesílen až o 12 dB oproti vstupní hodnotě. Tyto zesílené zvukové vlny rozechvějí bubínek o ploše 60 mm². Toto chvění je dále převedeno na středoušní kůstky (kladívko, kovadlinka a třmínek). Tyto kůstky provádějí impedanční přizpůsobení mezi velkou plochou bubínku s malou impedancí na malou plochu oválného okénka s velkou impedancí tvořícího vstup do kapaliny hlemýždě. Takto je zajištěn přenos zvukové energie do tekutiny vnitřního ucha. Dochází tak k převedení zvukové energie z plynného skupenství na kapalně skupenství. Uvnitř hlemýždě se nacházejí dvě membrány – Reisnerová a Bazilární. Bazilární membrána obsahuje 15000 tenkých vlasových buněk, které při změně tlaku v kapalině hlemýždě vysílají směrem do mozku nervové impulsy. Vlasové buňky jsou rozmístěny podél celého hlemýždě a odpovídají určité zpracované frekvenci. Informace o frekvenčním spektru zachyceného zvukového signálu proudí paralelně do mozku, ve kterém jsou průběžně vyhodnocovány. Jednou z činností, která je vykonávána ve spojení s lokalizací akustického zdroje, je vzájemná korelační analýza zachycených signálů z levého a pravého ucha [Kupka 2010].

Lidské sluchové ústrojí lépe lokalizuje místo a směr v prostoru u více frekvenčních zvukových vjemů. Zachycení zvukových signálů pomocí levého a pravého ucha se nazývá binaurální slyšení. Při tomto procesu zpracování zvukových signálů existují dva přístupy:

Rozdíl intenzity zvuku – pokud je zdroj zvuku umístěn ve středu levého a pravého ucha, dopadá zvuková vlna na obě uši současně se stejnou intenzitou. Pokud se zdroj zvukového signálu nachází mimo středové osy, dochází ke změně intenzity při dopadu zvukové vlny na levé a pravé ucho. Ve své podstatě to znamená, že větší intenzita zvuku bude na straně ucha, které je blíže zvukovému zdroji. Rozdíl těchto intenzit je patrný u blízkých zdrojů zvukových signálů. Pokud se zdroj nachází ve větší vzdálenosti, intenzita dopadajících vlnoploch je stejná. Hluboké tóny do 200 Hz přicházejí do sluchového ústrojí se stejnou intenzitou. To je dáno akustickým stíněním hlavy. Se zvyšující se frekvencí roste intenzita přicházejících zvukových signálů. U frekvencí od 500 Hz do 3 kHz je rozdíl v intenzitě 7-8 dB. U frekvence 5 kHz se jedná o hladinu hluku 25 dB a u frekvence 10 kHz se jedná o hladinu hluku 30 dB.

Časový posun – je daný fázovým posunem postupně dopadajících zvukových vlnoploch na sluchové ústrojí. Pokud je zdroj zvukových signálů uprostřed levého a pravého ucha, tak fáze získaných zvukových signálů je stejná. Při jakékoliv jiné poloze zvukového signálu dochází k fázovému rozdílu dopadajících vlnoploch. Oproti vyhodnocení rozdílu intenzity zvuku je analýza časového posunu vhodná pro vysokofrekvenční signály.



Obr. 10 Fázový rozdíl dopadající vlnoplochy na levé a pravé ucho

Aby lidské sluchové ústrojí mohlo přesně určit polohu a směr zvukových signálů, tak současně s analýzou intenzity a časových posuvů zvukových signálů dochází k natočení hlavy ve směru přicházejícího zvukového signálu. Nejlépe detekovatelné jsou zvukové signály složené z mnoha frekvencí, proto lidské sluchové ústrojí perfektně určuje pozici mluvící osoby.

5 Mikrofonní pole

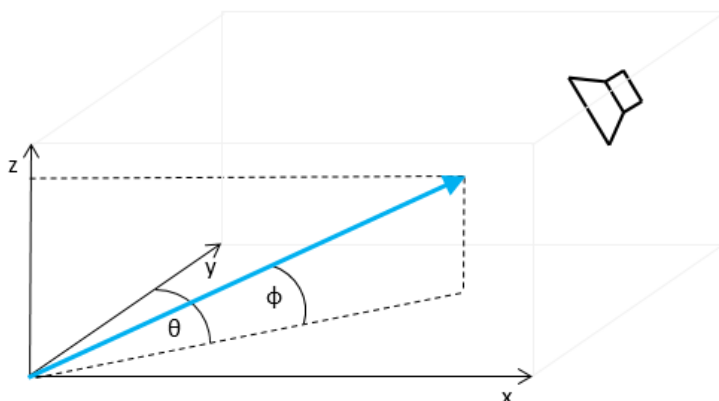
Mikrofonní pole je soubor senzorů akustických tlaků – mikrofonů, které jsou uspořádané v různých geometrických tvarech. Mezi nejčastěji používané tvary patří lineární, čtvercové nebo kruhové pole. Zvukové signály určené k analýze směru a polohy mohou přicházet ze všech stran a je žádoucí použít takové typy mikrofonů, které zajistí stejnou citlivost pro všechny přicházející signály. Proto mezi nejčastěji používané mikrofony patří všesměrové mikrofony. Základní uspořádání mikrofonů v mikrofonních polích se člení do 3 skupin, ve kterých jsou mikrofony rozmístěny rovnoměrně, nerovnoměrně nebo náhodně:

- Lineární – mikrofony jsou v jedné linii vedle sebe.
- Rovinné – mikrofony jsou rozmístěny na ploše v různých geometrických tvarech.
- Prostorové – mikrofony jsou rozmístěny v prostoru.



Obr. 11 Různá mikrofonní pole prezentována firmou Brüel & Kjær [BRÜEL & KJÆR 2014]

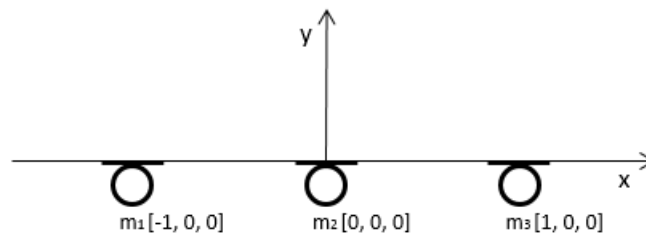
Lineární pole umožňují určovat úhel pouze v azimutové rovině označené jako θ , naproti tomu rovinná a prostorová uskupení umožňují určovat další směr nazvaný elevace a označený jako ϕ .



Obr. 12 Zobrazení úhlů azimutu a elevace

5.1 Lineární pole

Lineární geometrické pole je nejjednodušším geometrickým uskupením. Mikrofony jsou umístěny v jedné lineární řadě vedle sebe. Takovéto lineární pole lokalizuje zdroje zvukových signálů v rozsahu 0 až 360° (obr. 13). U lineárního mikrofonního pole dopadá akustická vlnoplocha na jednotlivé mikrofony s různým časovým zpožděním. Tento základní fakt je možné dále rozvíjet v navržených algoritmech, které určují směr a polohu přicházejících zvukových signálů.

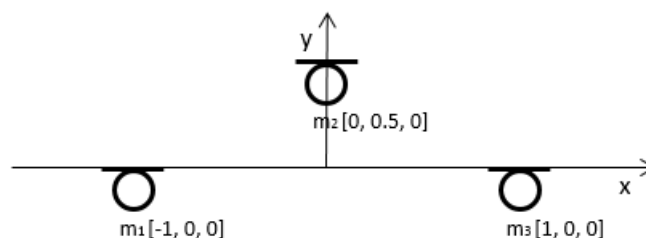


Obr. 13 Lineární mikrofonní pole

Nevýhodou u lineárně rozmístěných všesměrových mikrofonů je předozadní nejednoznačnost určení směru přicházejících zvukových signálů. Nelze totiž přesně určit, jestli signál přichází z přední nebo zadní strany. Většinou se předpokládá, že mikrofonní pole je již nastaveno ve směru přicházejícího signálu a neuvažuje se, že by naměřený zvukový signál přicházel ze zadního směru mikrofonního pole.

5.2 Rovinné pole

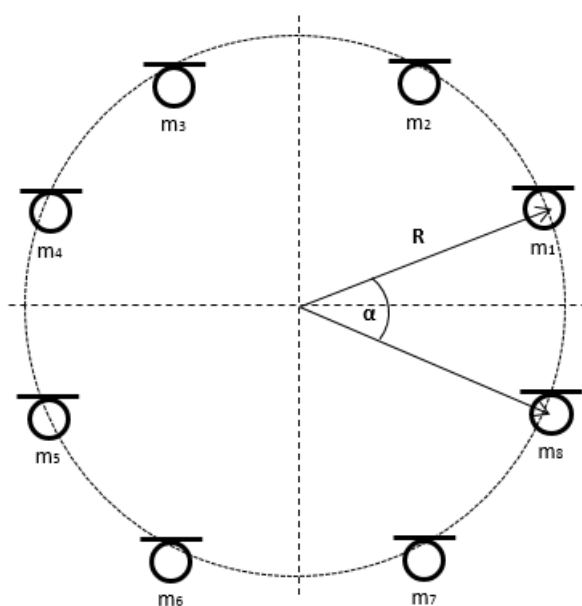
Rozmístění jednotlivých mikrofonů v rovinném poli umožňuje 2D lokalizaci. To je dáno umístěním jednotlivých mikrofonů, které už nejsou umístěny pouze v jedné ose na přímce vedle sebe, ale obvykle jsou rozmístěny do dvou lineárních polí, které jsou na sebe kolmé.



Obr. 14 Rovinné mikrofonní pole

5.2.1 Kruhové rozmístění mikrofonů

Kruhové uskupení mikrofonů je jednou z možností rozmístění mikrofonů v lineárním poli. V tomto případě jsou jednotlivé mikrofony rozmístěny na obvodu teoretické kružnice ve stejné vzdálenosti od středu kružnice. Uplatnění kruhového rozmístění mikrofonů se nachází především v situacích, kdy je potřeba vytvářet uniformní přijímací charakteristiku a pokrýt rozsah 360° v azimutální rovině. Mikrofony lze rozmístit po obvodu kružnice rovnoměrně a nerovnoměrně. Rovnoměrné rozmístění mikrofonů v kruhu se nazývá uniformní kruhové pole (v anglicky psané literatuře UCA – Uniform Circular Array).



Obr. 15 Uniformní kruhové mikrofonní pole

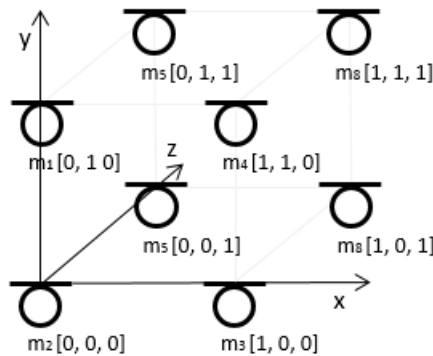
Pozici n -tého mikrofonu v uniformním kruhovém mikrofonním poli lze vyjádřit jako:

$$m_n[R \cdot \cos \alpha_n, R \cdot \sin \alpha_n, 0], \quad (1)$$

kde R je poloměr kružnice a α_n je úhel mezi dvěma mikrofony.

5.3 Prostorové pole

Jednotlivé mikrofony jsou různě rozmístěny v 3D prostoru, obvykle na pevném objektu. Typickým geometrickým objektem je koule. Pomocí tohoto rozmístění je možné určit zdroj zvukového signálu v 3D prostoru.



Obr. 16 Prostorové mikrofonní pole

5.4 Prostorový aliasing

Pro správnou funkčnost mikrofonního pole je potřeba navrhnout frekvenční rozsah tak, aby byl dodržen Shannon-Nyquistův vzorkovací teorém:

$$f_s \geq 2 \cdot f_{max} , \quad (2)$$

kde f_s je vzorkovací frekvence [Hz] a f_{max} je maximální frekvence vzorkovaného signálu [Hz].

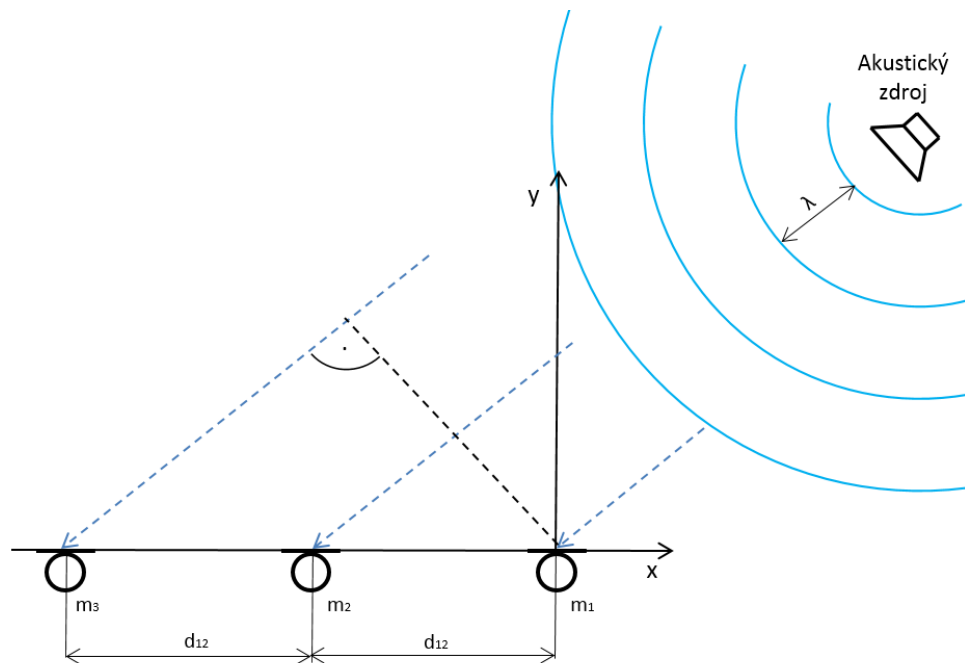
Při nedodržení tohoto vzorkovacího teorému dojde k vytvoření frekvenčního aliasingu, který je způsoben transformací snímaného analogového signálu na digitální.

Při určování směru nebo polohy snímaného signálu dochází k prostorovému vzorkování, které je analogické se vzorkováním v čase. Nevhodně navrženou geometrií mikrofonního pole, kde vzdálenost dvou vedlejších mikrofonů je vyšší než polovina vlnové délky snímaného signálu, má za následek vznik prostorového aliasingu, který je nežádoucí.

Matematická formulace toho jevu je dána rovnicí:

$$d_{12} < \frac{\lambda_{min}}{2} , \quad (3)$$

kde d_{12} je vzdálenost mezi dvěma mikrofony [m] a λ_{min} je vlnová délka snímaného signálu [m].



Obr. 17 Geometrie pole se zdrojem zvukového signálu

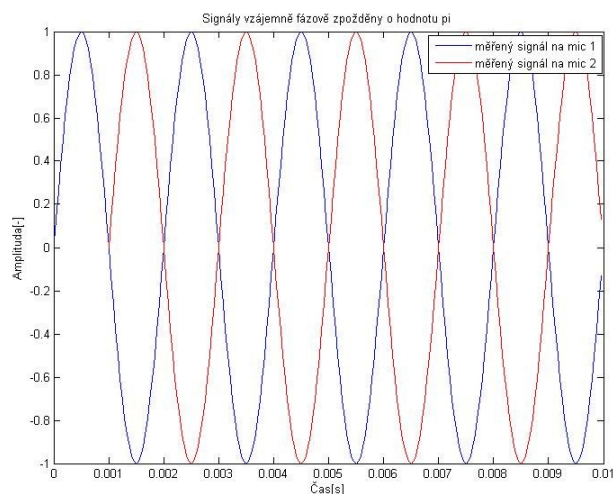
Jednotlivé rozmístění mikrofonů v lineárním poli (obr. 17) určuje minimální a maximální frekvenci snímaného signálu, který lze zpracovat daným mikrofonním polem. Jednoduchá matematická formulace je dána následujícími rovnicemi [Grobelný 2010]:

$$f_{min} = \frac{c}{M \cdot d_{12}} [Hz], \quad (4)$$

$$f_{max} = \frac{c}{2 \cdot d_{12}} [Hz], \quad (5)$$

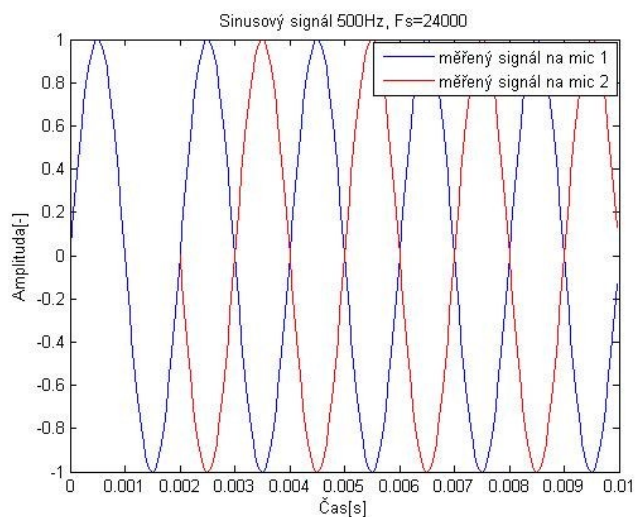
kde c je rychlost šíření zvukové vlnoplochy v daném prostředí [$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$], d_{12} je vzdálenost sousedních mikrofonů [m] a M je počet mikrofonů v mikrofonním poli [-].

Uvažujeme-li sinusový signál o vhodné frekvenci a jsou-li splněné podmínky z rovnic (4) a (5), pak vzájemný fázový posun těchto dvou naměřených signálů je v rozmezí $\pm \pi$ radiánů. Mikrofon, který přijme naměřený signál jako první, je označen jako referenční. Druhý mikrofon, který se nachází v přesně známé vzdálenosti, pak snímá stejný signál, avšak fázově posunutý. V tomto případě nedochází k prostorovému aliasingu, protože je zcela jednoznačné, že vzájemný fázový posun dvou naměřených signálů je ohraničen hodnotou $\pm \pi$ radiánů.



Obr. 18 Dva signály naměřené dvojicí mikrofonů, které jsou vzájemně fázově posunuty o hodnotu π

Pokud rozmístění dvojice mikrofonů a frekvence snímaného signálu nesplňují podmínky z rovnic (4) a (5), tak dochází k prostorovému aliasingu, který zkresluje vzájemný posun signálů. Příklad na obrázku (obr. 19) ukazuje vzájemné posunutí dvou naměřených signálů o hodnotu 2π radiánů. V tomto případě dojde k prostorovému aliasingu a vzájemný fázový posun porovnávané dvojice mikrofonů bude vypadat, jako by byly naměřené signály navzájem posunuty pouze o hodnotu π radiánů.



Obr. 19 Dva signály naměřené dvojicí mikrofonů, které jsou vzájemně fázově posunuty o hodnotu 2π radiánů

6 Určení směru přicházejících zvukových signálů

Obecný přístup k řešení problematiky lokalizace zvukových signálů vychází z výpočtů časového zpoždění mezi signály a jejich intenzity. Existují metody výpočtů a algoritmy pracující v real-time nebo off-line režimu. Tyto metody také umějí identifikovat přicházející směr nebo rovnou polohu pohybujícího se zdroje zvukového signálu. Všechny tyto metody a algoritmy jsou přizpůsobeny daným cílům a technickým možnostem měřicího zařízení. V následujících kapitolách jsou popsány obecné metody využívané pro lokalizaci zvukových signálů. Také je zde popsána Fourierova transformace, která je důležitá při převodu naměřených dat z časové do frekvenční oblasti.

6.1 Fourierova transformace

Naměřený signál je obvykle znázorněn v časové oblasti neboli doméně. Viditelný průběh naměřeného signálu v časové oblasti obvykle neznázorňuje jeho vlastnosti, ale pouze jeho časový průběh. Vlastnosti daného signálu je možné vyjádřit rozkladem na soubor elementárních funkcí. Pro technické aplikace je nejpřirozenější rozklad na soubor harmonických funkcí, které se navzájem odlišují v amplitudě, frekvenci a počáteční fázi. Soubor harmonických signálů znázorňující závislost amplitudy a počáteční fáze na frekvenci se nazývá frekvenční oblast. Rozklad jakékoliv periodické funkce se spojitým časem na kombinaci harmonických signálů se nazývá Fourierova nekonečná řada. Naproti tomu rozklad obecné funkce na kombinaci harmonických signálů se nazývá Fourierova transformace. Fourierova transformace předpokládá, že jakýkoliv signál lze vyjádřit jako superpozici nekonečně mnoha sinusových signálů. Výsledkem Fourierovy transformace jsou jednotlivé složky, které vyjadřují příspěvek daného sinusového průběhu k celkovému signálu a nazývají se Fourierovy nebo spektrální koeficienty. Obecně se rozdělují signály na spojitý a diskrétní a ty se dále rozdělují na periodické a obecné. Každému typu tohoto signálu je možné přiřadit jednotlivý typ Fourierové transformace tak, jak je vidět v následující tabulce.

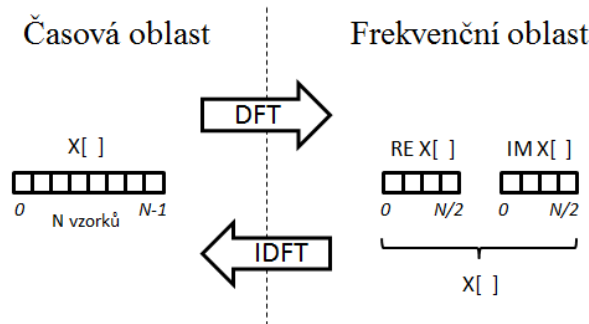
Tabulka 2 Vybrané typy signálů a jejich typ Fourierové transformace

Signál	Typ Fourierové transformace
Spojitý periodický	Fourierovy řady
Diskrétní periodický	Diskrétní Fourierova transformace

Vzhledem k zaměření této práce na digitální signálové procesory je dále popsána pouze diskrétní Fourierova transformace.

6.1.1 Diskrétní Fourierova transformace

Jak již samotný název definuje, tento typ Fourierovy transformace se používá pro číslíkově zpracované signály (v anglicky psané literatuře je používán název Discrete Fourier Transform). Tento typ Fourierovy transformace je využíván především v digitálních počítačích.



Obr. 20 Diskrétní Fourierova transformace

Uvažujeme-li vzorkovaný signál $x[n]$ s konečným počtem prvku N , kde každé x_i je komplexní číslo definované jako:

$$x_i = x_{Re} + jx_{Im}, \quad (6)$$

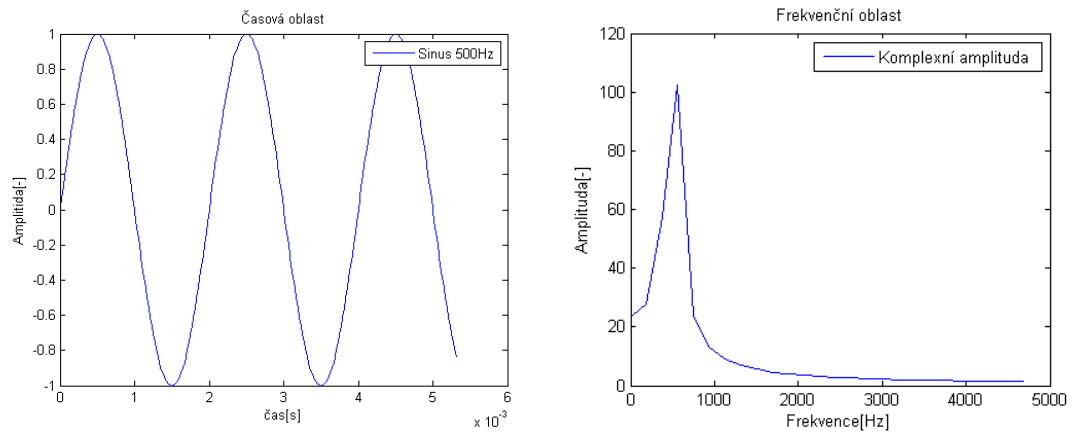
pak Fourierův obraz $X[k]$ daného signálu lze definovat v diskrétních frekvenčních krocích následně:

$$X[k] = DFT\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi nk/N}, k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (7)$$

kde $X[k]$ je diskrétní posloupnost, která vyjadřuje komplexní amplitudu složky k_n a je matematicky popsána:

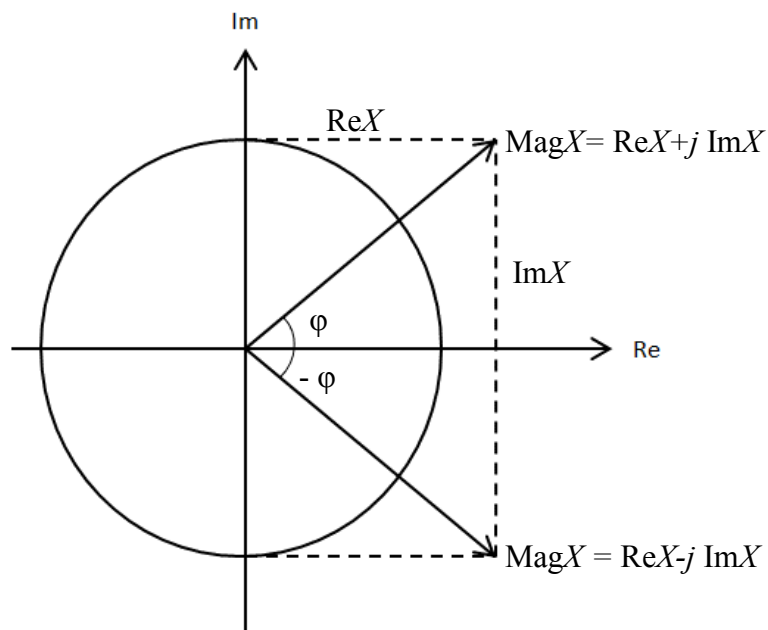
$$k_n = f_s/N, \quad (8)$$

kde f_s je vzorkovací frekvence signálu.



Obr. 21 Sinusový signál v časové a frekvenční oblasti po užití Fourierovy transformace

Výsledek Fourierovy transformace v pravoúhlém souřadnicovém systému (obr. 21) lze převést do polárního souřadnicového systému, ve kterém je možné vyjádřit amplitudu, reálnou a imaginární složku a také fázi. V tomto případě přistupujeme k frekvenčním složkám jako k rotujícím vektorům – fázorům (obr. 22).



Obr. 22 Frekvenční charakteristika signálu vyjádřená v polárních souřadnicích

Výsledná amplituda a fáze signálu ve frekvenční oblasti je definována jako:

$$Mag(X[k]) = \sqrt{ReX[k]^2 + ImX[k]^2}, \quad (9)$$

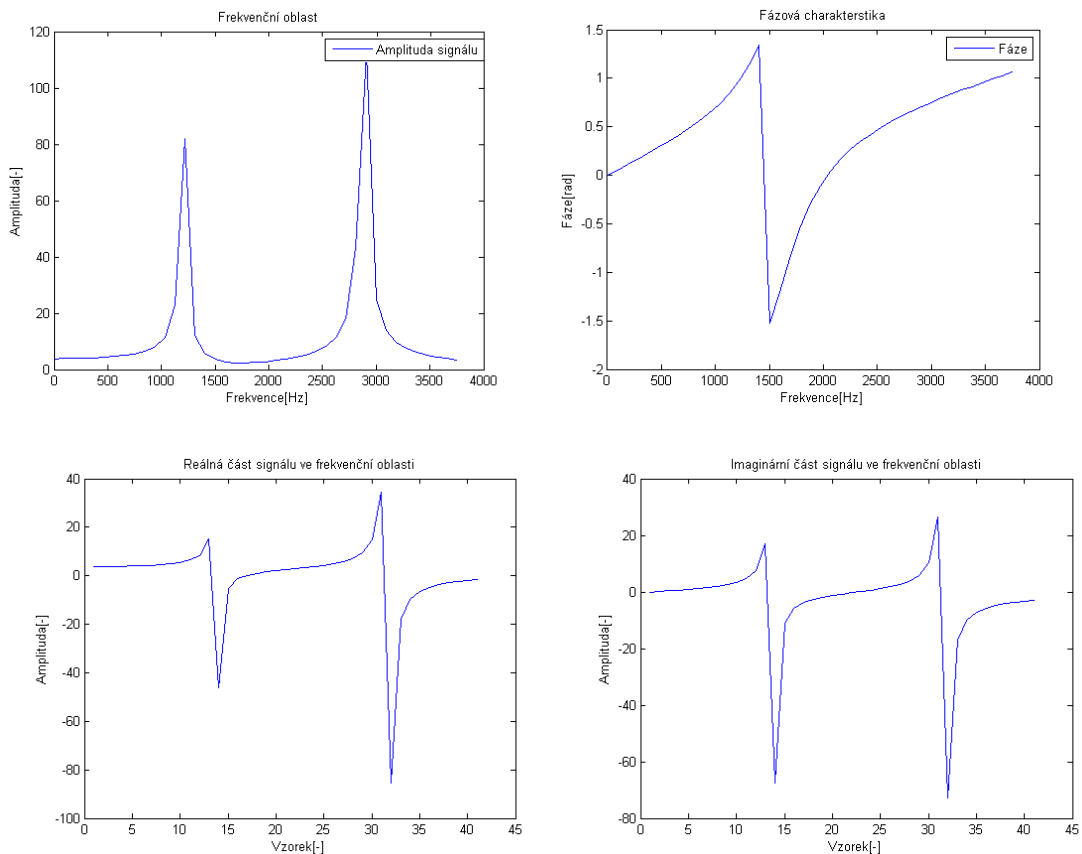
$$Phase(X[k]) = \arctg\left(\frac{ImX[k]}{ReX[k]}\right). \quad (10)$$

Inverzní přepočítání polárních souřadnic do pravoúhlého systému lze popsat následně:

$$\text{Re}X[k] = \text{Mag}(X[k]) \cdot \cos(\text{Phase}(X[k])), \quad (11)$$

$$\text{Im}X[k] = \text{Mag}(X[k]) \cdot \sin(\text{Phase}(X[k])). \quad (12)$$

Frekvenční charakteristika pro dvousložkový signál je ukázána na následujícím obrázku. Dále je zde ukázána fázová charakteristika a také hodnoty reálných a imaginárních složek.



Obr. 23 Vlastnosti vybraného dvousložkového signálu ve frekvenční oblasti

Zpětná Fourierova transformace z frekvenční oblasti do časové, takzvaná inverzní transformace, je definována vztahem:

$$x[n] = \text{IDFT}\{X[k]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (13)$$

6.1.2 Rychlá Fourierova transformace

Rychlou Fourierovu transformaci pro digitální počítač poprvé popsali ve své práci J. W. Cooley a J. W. Tuckey. Bylo to v roce 1965 a tato práce se nazývala *Algorithmus pro stojní výpočet komplexní Fourierovy transformace*.

Obrovský přínos FFT transformace spočívá v rychlosti výpočtu. Uvážíme-li klasickou Diskrétní Fourierovou transformaci, pak celková výpočetní doba pro N hodnot je rovna N^2 komplexních násobení a $N(N-1)$ komplexních sčítání. V případě FFT je doba výpočtu určena hodnotou $N/2 \log_2(N)$.

Mezi nejrozšířenější FFT algoritmy patří algoritmus s decimací v čase (v anglicky psané literatuře Decimation-in-Time FFT algorithm nebo radix 2). Tento algoritmus je použitelný pro délku vstupní posloupnosti $N = 2^M$ (takzvaný základ 2 nebo radix 2). Tento algoritmus plně využívá předpoklad periodičnosti a symetrie komplexní exponenciály popsány v rovnici (7). Tato exponenciála označuje takzvaný otáčecí činitel, který je označen W_N a je definován:

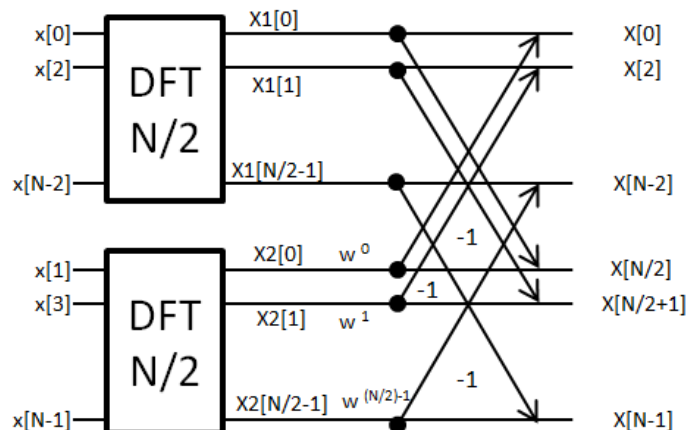
$$W_N = e^{\frac{-j2\pi n}{N}}. \quad (14)$$

Implementací rovnice (14) do rovnice (7) vznikne nová matematická formulace:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot W_N^k, k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (15)$$

Princip radix 2 algoritmu je rozdělení posloupnosti $x[n]$ na dvě další tak, aby jedna posloupnost obsahovalo pouze sudé členy $x_1[n] = x[2n]$ a druhá obsahovala pouze liché členy $x_2[n] = x[2n+1]$. Aplikací těchto substitucí do rovnice (15) definujeme:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot W_N^{2nk+1}. \quad (16)$$



Obr. 24 Graficky znázorněný první krok algoritmu decimace v čase

Po rozdělení původní N posloupnosti na další dvě $N/2$ dojde k polovičnímu zkrácení výpočetního času. V dalším kroku opět rozdělíme již rozdělené $N/2$ posloupnosti a výsledkem budou čtyři $N/4$ posloupnosti, které vycházejí z původní N posloupnosti.

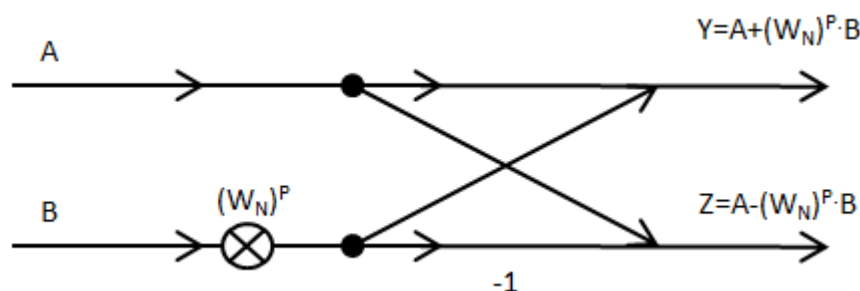
$$X_1[k] = U[k] + W_N^{2k} \cdot V[k], \quad (17)$$

$$X_1\left[k + \frac{N}{4}\right] = U[k] - W_N^{2k} \cdot V[k], \quad k = 0, 1, \dots, \left(\frac{N}{4}\right) + 1,$$

$$X_2[k] = Y[k] + W_N^{2k} \cdot Z[k], \quad (18)$$

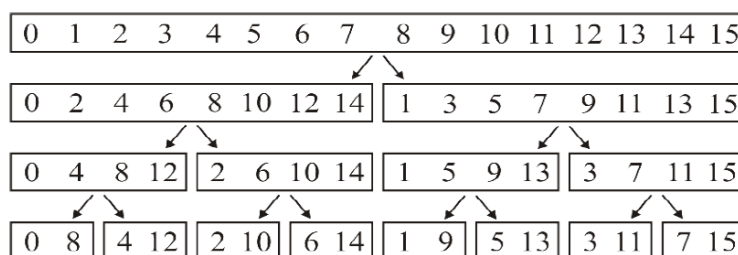
$$X_2[k + N/4] = Y[k] - W_N^{2k} \cdot Z[k], \quad k = 0, 1, \dots, \left(\frac{N}{4}\right) + 1.$$

Rovnice (17) a (18) popisují vstupní posloupnosti $U[k]$ a $V[k]$, které jsou získány ze sudých a lichých členů $x_1[n]$. Další posloupnosti označeny $Y[k]$ a $Z[k]$ jsou získány ze sudých a lichých členů $x_2[n]$. Postupným opakováním dojde k rozdělení až k základní dvojici rovnic, které vyjadřují dvoubodovou diskretní Fourierovou transformaci. Grafické znázornění tohoto procesu se nazývá *motýlek* a je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 25 Motýlek – část rozkladu signálu užitím rychlé Fourierové transformace

Celý algoritmus decimace času lze jednoduše vyjádřit graficky. Uvažujeme-li šestnáctibodovou posloupnost, která se celkem rozdělí na osm dvoubodových posloupností, pak je možné tento rozklad vyjádřit tak, jak je ukázáno v následujícím obrázku (obr. 26).



Obr. 26 Rozklad původní šestnáctibodové posloupnosti na osm dvoubodových

6.1.3 Krátkodobá Fourierova transformace

Krátkodobá Fourierova transformace (v anglicky psané literatuře Short Time Fourier Transform – STFT) se používá v případě, kdy je potřeba analyzovat nejen tvar spektra signálu, ale také určit umístění signálu v čase – takzvaná časová lokalizace. Nejčastěji se tato transformace využívá při analýze nahrané řeči nebo hudby. Krátkodobá Fourierova transformace funguje na principu výběru části úseku analyzovaného signálu, takzvaného bodu. V okolí tohoto bodu se předpokládá, že signál je periodický a mění se pomalu v čase. V tomto případě, pokud se jedná o analýzu řeči, dochází k rozdělení řečového signálu na N mikrosegmentů o délkách 10 až 25 ms. Při tomto předpokladu vzniká chyba, která se kompenzuje použitím časového okénka. Vybraný mikrosegment signálu se vynásobí váhovým okénkem a dojde k vytvoření periodického signálu. Ve frekvenční oblasti je toto násobení nazýváno konvolucí. Člověk je pomocí hlasového ústrojí schopen analyzovat střídání jednotlivých zvukových vjemů každých 10 ms.

Matematická formulace krátkodobé Fourierovy transformace vychází z rovnice (7) diskrétní Fourierové transformace a je rozšířená o váhové okénko $w(t-\tau)$, které potlačuje signály vně své délky:

$$X[k, m] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot w[n - mN] \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{M}}, \quad (19)$$

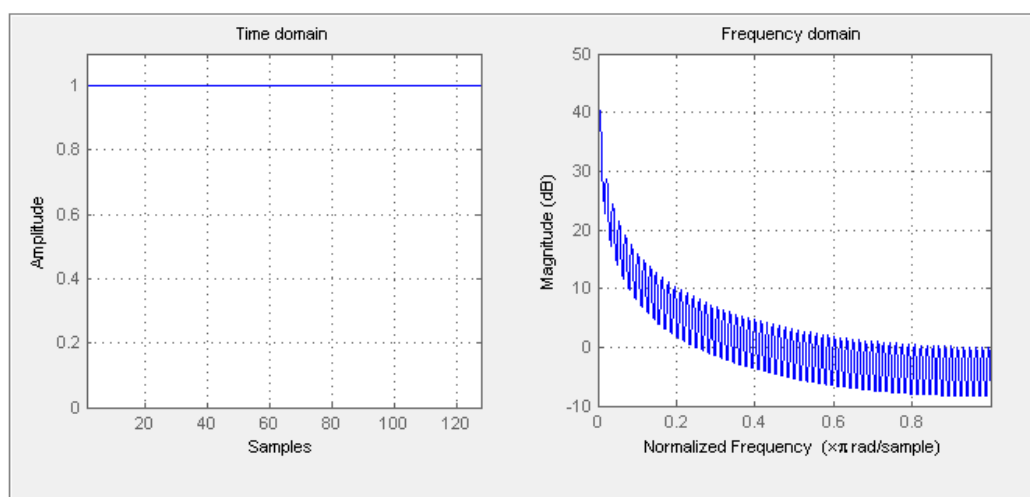
kde $k = 0, 1, \dots, M-1$; $n = k = 0, 1, \dots, N-1$.

6.1.4 Váhová okna

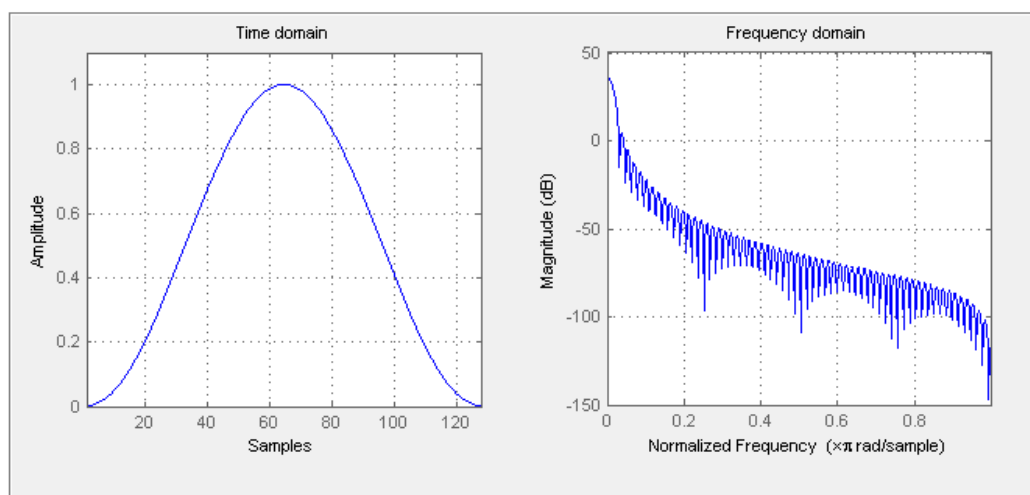
Je teoreticky prokázáno, že harmonický signál obsahující celistvý počet period v jednom bloku o N vzorcích obsahuje amplitudu příslušné frekvenční složky, která je rovna N -násobku amplitudy jeho časového průběhu. V tomto případě se frekvence harmonického signálu projeví ve frekvenční oblasti na pozici, která je shodná s frekvencí složky. Tato složka se vypočte vynásobením dané složky a převrácené doby měření $1/T$. Naproti tomu harmonický signál s necelstvým počtem period v bloku N po užití Fourierovy transformace neodpovídá žádné frekvenci spektra, a proto dochází ke zkreslení amplitudy této složky. Aby se předešlo této chybě, je naměřený harmonický signál o N -vzorcích vynásoben váhovým okénkem. Základním principem této transformace je potlačení signálu na okrajích časového intervalu pro N vzorků. Další úprava vlastností naměřeného harmonického signálu spočívá v úpravě vzorků nacházejících se uvnitř měřeného bloku N , tak, aby došlo k potlačení postranních laloků.

Tabulka 3 Výběr z několika používaných váhových oken

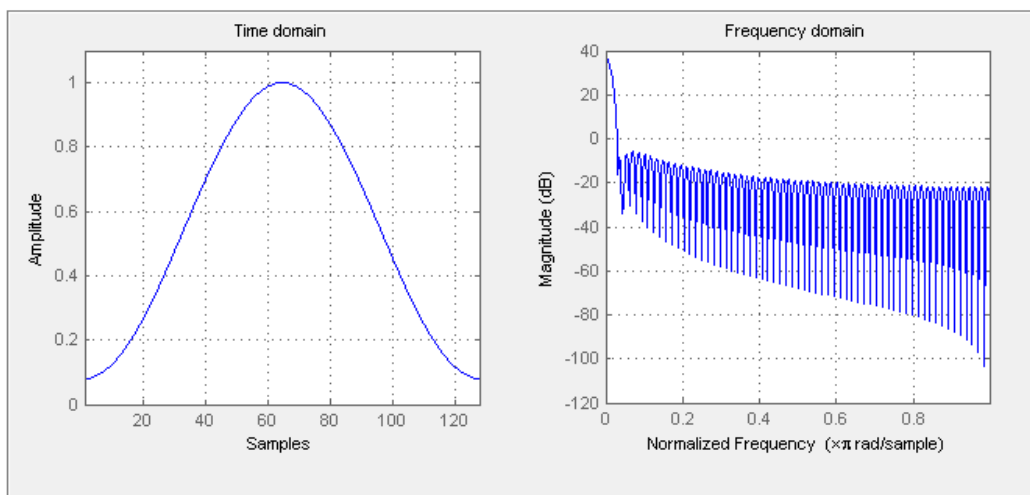
Název okna	Matematický popis
Obdélníkové	$w[n] = 1, n = 0, 1, \dots, N - 1$
Hanningovo	$w[n] = \sin^2\left(\frac{\pi}{N}n\right), n = 0, 1, \dots, N - 1$
Hammingovo	$w[n] = 0,54 - 0,46\cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right), n = 0, 1, \dots, N - 1$
Blackmanovo	$w[n] = 0,42 - 0,5\cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0,08\cos\left(\frac{4\pi}{N}n\right), n = 0, 1, \dots, N - 1$
Barlettovo	$w[n] = \frac{2 \cdot n}{N - 1}, n = 0, 1, \dots, (N - 1)/2$



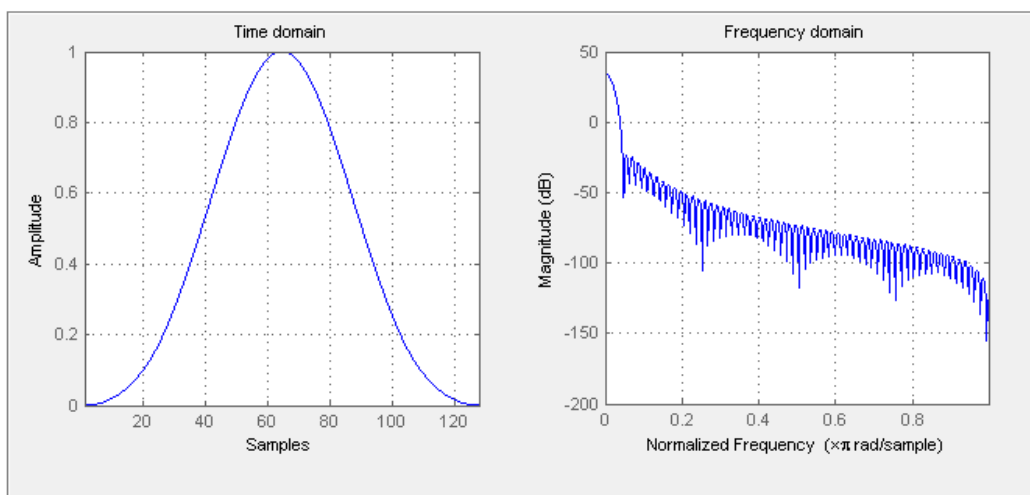
Obr. 27 Obdélníkové váhové okno a jeho frekvenční spektrum o 128 vzorcích



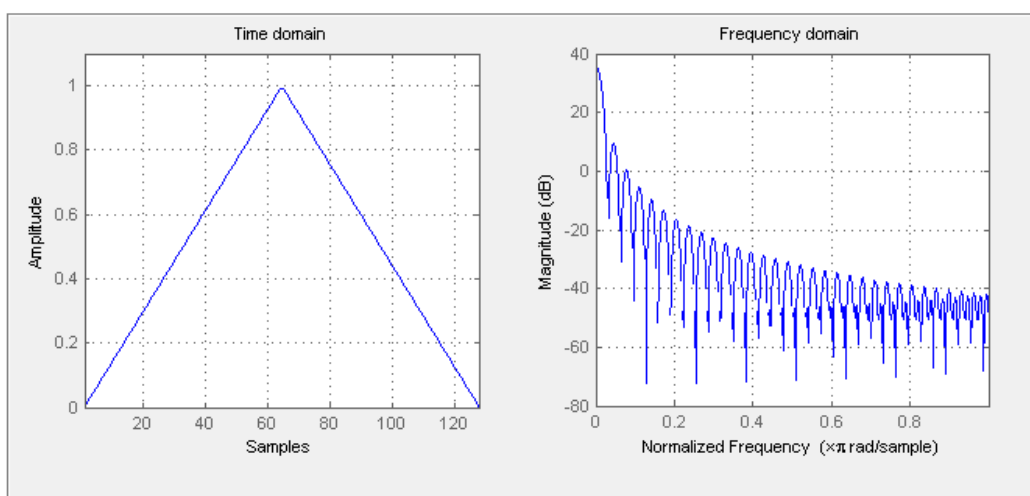
Obr. 28 Hannigovo váhové okno a jeho frekvenční spektrum o 128 vzorcích



Obr. 29 Hammingovo váhové okno a jeho frekvenční spektrum o 128 vzorcích

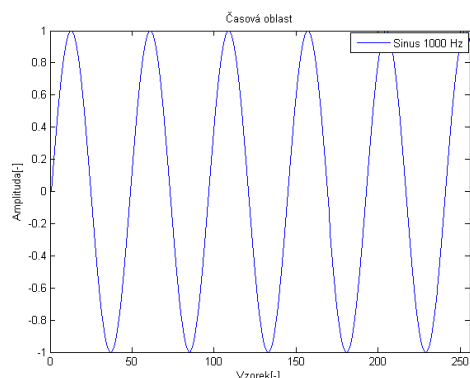


Obr. 30 Blackmanovo váhové okno a jeho frekvenční spektrum o 128 vzorcích

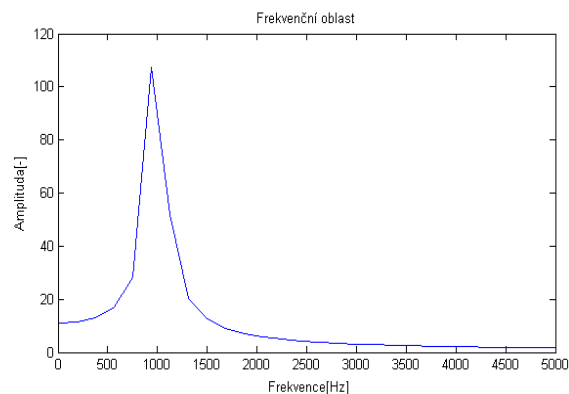


Obr. 31 Bartlettovo váhové okno a jeho frekvenční spektrum o 128 vzorcích

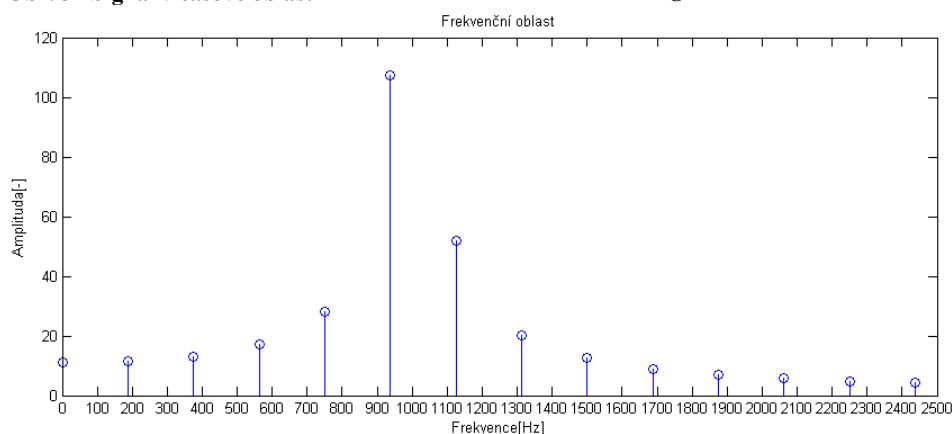
Uvažujeme-li konkrétní sinusový signál (obr. 32) o frekvenci 1 kHz s necelistvým počtem period, vzorkovaný vzorkovací frekvencí 48 kHz a počtem vzorků 256, pak jsou v jeho frekvenční oblasti (obr. 33) viditelné nežádoucí frekvenční složky. Tento jev se odborně nazývá prosakování nebo únik spektra (anglicky Spectral Leakage) a je nežádoucí.



Obr. 32 Signál v časové oblasti



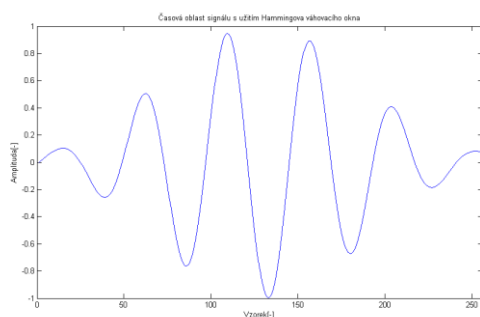
Obr. 33 Signál ve frekvenční oblasti



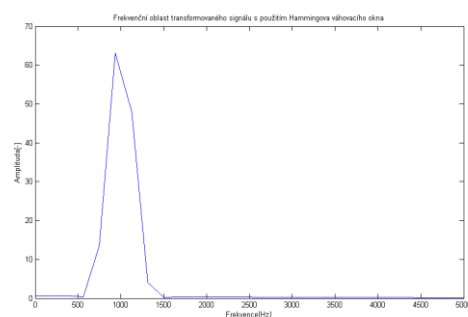
Obr. 34 Detail signálu ve frekvenční oblasti

Obrázek (obr. 33) ukazuje křivku jednotlivých amplitud pro dané frekvenční složky. Detailním zaměřením (obr. 34) a rozbořením signálu ve frekvenční oblasti, je vidět prosakování spektra, které je ovlivněné hodnotou použité vzorkovací frekvence. V tomto případě tato vzorkovací frekvence neodpovídá přímo frekvenční složce 1 kHz, která je obsažená v analyzovaném signálu. Maximální hodnota amplitudy je v bodě o frekvenci 937,5 Hz a druhé maximum se nachází na frekvenci 1125 Hz. Výsledná diskrétní Fourierova transformace vykazuje dvě frekvenční složky, které je možné považovat za frekvence obsažené v analyzovaném signálu.

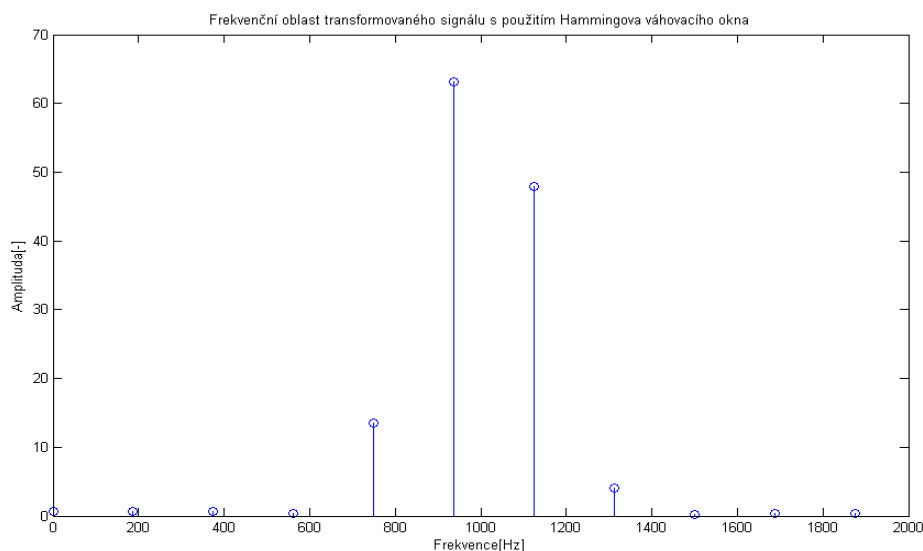
Použitím některého z výše zmiňovaných oken na analyzovaný signál je možné zmenšit prosakování spekter. Pokud na signál (obr. 32) aplikujeme podle rovnice (19) Hammingovo váhové okno (obr. 29), pak transformovaný signál bude mít potlačené postranní laloky tak, jak je vyobrazeno na následujícím obrázku (obr. 37).



Obr. 35 Výsledek aplikace Hammingova váhového okna v časové oblasti



Obr. 36 Výsledek aplikace Hammingova váhového okna ve frekvenční oblasti



Obr. 37 Detail signálu ve frekvenční oblasti po užití Hammingova váhového okna

6.2 Dopplerův efekt

Dopplerův jev byl poprvé popsán Christianem Dopplerem v roce 1842 v monografii nazvané *Über das farbige Licht der Doppelsterne und einige andere Gestirne des Himmels*. Monografie se zabývá změnou frekvence a vlnové délky mezi vysílaným a přijímaným signálem. Signál generovaný zdrojem je zaznamenán přijímačem - detektorem. Frekvenční vlnění každého z nich pak závisí na jejich vzájemném pohybu. Pokud se zdroj zvukového signálu blíží k detektoru, pak se bude výška tónu jevit vyšší, než když se vzdaluje. Tento princip je možné aplikovat na všechny typy vlnění. Experimentálně byl tento jev ověřen v roce 1845 Holanďanem Buyssem Ballotem.

Uvažujeme-li zaznamenanou frekvenci detektoru f závislou na vysílané frekvenci f_0 , rychlosti zdroje zvuku v_z a rychlosti pohybu přijímače-detektoru v_d , pak lze tento jev matematicky definovat jako:

$$f = f_0 \frac{v \pm v_d}{v \pm v_z} [\text{Hz}], \quad (20)$$

kde f_0 je frekvence vysílaná zdrojem [Hz], v je rychlost zvukových vln v daném prostředí [m.s^{-1}] a v_z je rychlost zdroje zvuku [m.s^{-1}], kladná rychlost pro přibližování zdroje a v_d je rychlost pohybujícího se přijímače-detektoru [m.s^{-1}] taktéž kladná při přibližování detektoru.

Dopplerův jev je možné zaznamenat v mnoha situacích, jako například při projíždění houkajícího automobilu. Pozorovatel má v tomto případě pocit, že výška tónu se mění se vzdáleností projíždějícího automobilu. Tento jev nachází uplatnění například v radarech pro měření rychlosti vozidel, nebo v medicíně, ve které je to především v přístrojích typu sonar a ultrazvuk.

6.3 Metoda založená na odhadu časových diferencí

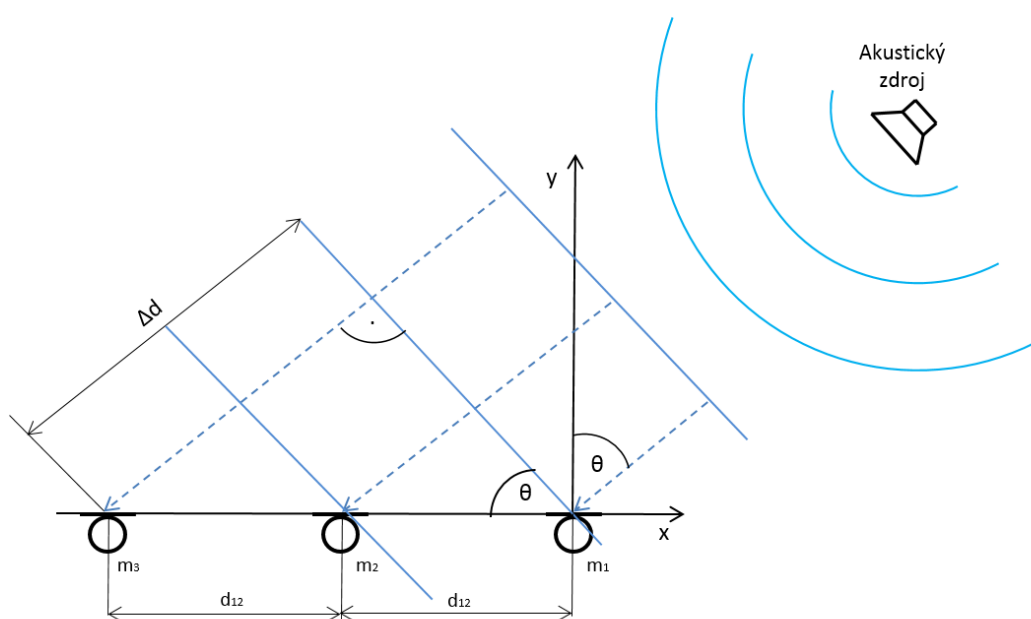
Je metoda založená na odhadu časových diferencí - zpoždění signálů. Metoda je také nazývána jako multilaterace, nebo časoměrně hyperbolický princip. Jedná se o metodu velice rozšířenou v systémech lokalizující zdroje zvukových signálů. Principem této metody je porovnání přichozích signálů ze dvou mikrofónů. Dvojice mikrofónů zaznamená přicházející zvukový signál a následně je analyzováno jejich vzájemné časové zpoždění. Toto časové zpoždění se vztahuje ke geometrickému rozmístění dvou mikrofónů v mikrofonním poli. Z této analýzy je získán předpokládaný směr, ze kterého je generován zvukový signál. Jedná se o dvoukrokovou metodu. V první kroku je určeno vzájemné časové zpoždění (anglicky TDE – Time Delay Estimation) mezi dvojicí mikrofónů. Nejčastěji se v tomto kroku používá vzájemná korelační analýza signálů. V druhém kroku se ze známého geometrického rozmístění mikrofónů vypočítá poloha zdroje zvukového signálu. Přesnost této metody je závislá na velikosti vzorkovací frekvence, geometrii mikrofonního pole a kvalitě nahraného signálu. Nevýhodou této metody je obtížná lokalizace více zdrojů najednou.

Vzájemná korelační analýza může být nahrazena číslicovou filtrací a postupem, který je v angličtině označován jako PF – Particle Filtering. Z důvodů vysoké výpočetní náročnosti je tento přístup aplikován na rychlých a výkonných mikroprocesorech. Tato filtrace nachází uplatnění v lokalizaci pohyblivých akustických zdrojů a také v prostředí s překážkami, které odrážejí zvukové vlnoplochy. Tento algoritmus je odolnější proti různým

dozvukům. Číslcová filtrace bere v úvahu naměřené vzorky a předešlé odhady polohy akustického zdroje.

Pro sledování rychlosti, zrychlení a směru pohybujícího se akustického zdroje existuje metoda analyzující frekvenční změnu naměřených signálů z dvojice mikrofónů (v anglicky psané literatuře označovaná jako FDOA – Frequency Difference of Arrival). Tato metoda je také známá pod názvem Differential Doppler a vychází z Dopplerova jevu popsaného v kapitole 6.2. Přesnost této metody je závislá na šířce frekvenčního pásma signálu akustického zdroje a na odstupu signálu od šumu naměřeného na každém mikrofónu.

Při aplikaci metody TDOA předpokládáme vzdálenost zdroje akustického signálu od mikrofonního pole větší, než je vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofóny. Tímto předpokladem můžeme aproximovat kulovou vlnoplochu zvukového signálu na plochu rovinou a zjednodušit výpočet směrového úhlu tak, jak je znázorněno v následujícím obrázku.



Obr. 38 Dopadající vlnoplocha na dvojici mikrofónů

Při uvažovaném šikmém dopadu zvukové vlnoplochy na mikrofonní pole dojde nejdříve k dopadu signálu na první mikrofón a po určitém časovém odstupu dopadne stejný signál na druhý mikrofón. Ze známé vzdálenosti mezi mikrofóny je možné matematicky stanovit směrový úhel přicházející vlnoplochy jako:

$$\theta = \arcsin \frac{\Delta d}{d_{12}} [\text{rad}] . \quad (21)$$

Velikost uražené dráhy akustického signálu Δd je stanovena z obecného vzorce pro stanovení dráhy, jako součin rychlosti a délky časového intervalu. Aplikací tohoto jednoduchého vzorce dostaneme tuto rovnici:

$$\theta = \arcsin \frac{\tau_{12} \cdot c}{d_{12}} [\text{rad}] , \quad (22)$$

kde d_{12} vyjadřuje vzdálenost mezi dvojicí mikrofonů [m], τ_{12} je časové zpoždění signálu zaznamenanými dvěma mikrofony [s] a c je rychlost zvuku, kterou lze definovat jako:

$$c = 331,57 + 0,607 \cdot t [\text{m.s}^{-1}] , \quad (23)$$

kde t je teplota vzduchu ve stupních Celsia.

Pro výpočet časového zpoždění τ_{12} mezi jedním párem mikrofonů můžeme použít vzájemnou korelační analýzu. Korelace obecně popisuje vztah mezi dvěma veličinami, kdy jedná veličina je závislá na druhé, to znamená, že pokud se jedna z nich změní, korelativně se změní i druhá a naopak. Tímto způsobem zjistíme jednotlivé podobnosti mezi signály. Aplikací těchto poznatků na předcházející obrázek (obr. 38) můžeme definovat přichodící akustický signál z prvního mikrofonů jako $x_1[n]$, z druhého mikrofonů jako $x_2[n]$ a počet vzorků v signálu N . Signál z prvního mikrofonů $x_1[n]$ označujeme jako referenční a signál druhého mikrofonů $x_2[n]$ jako porovnávaný. Vzájemnou korelaci R_{12} těchto dvou signálů lze popsat vztahem:

$$R_{12}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1[n] \cdot x_2[n+k] . \quad (24)$$

Využitím vzájemné korelační funkce mezi dvěma signály získáme index posloupnosti k , ve kterém se vyskytuje globální maximum korelační funkce. Z tohoto výroku je zřejmé, že maximální hodnotě R_{12} odpovídá určitý index posloupnosti k . Pro výpočet časového zpoždění τ_{12} je potřeba znát vzorkovací frekvenci naměřených signálů f_s . Časové zpoždění τ_{12} pak určíme ze vztahu:

$$\tau_{12} = \frac{1}{f_s} \text{argmax}(R_{12}[k]) . \quad (25)$$

Vzájemné porovnání dvou zaznamenaných vzorků, jejich násobení a sčítání, je obvykle příliš náročná činnost na výpočetní čas procesoru. Proto je vhodné převést zaznamenané signály z časové oblasti do frekvenční oblasti za pomoci Fourierové transformace.

Vzájemná korelace těchto signálů ve frekvenční oblasti je dána touto rovnicí:

$$F\{R_{12}[n]\} = F\{x_1[n]\}^* \cdot F\{x_2[n]\}. \quad (26)$$

Pravá část rovnice (26) je vzájemná spektrální výkonová hustota, kterou označíme S_{12} , pak je možné definovat následující rovnici:

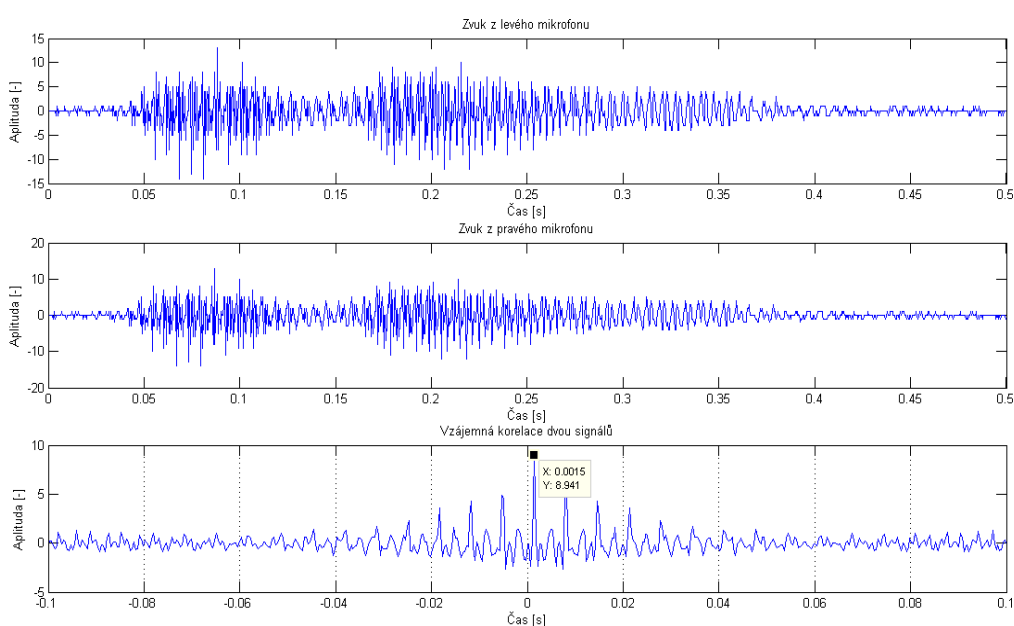
$$S_{12}[n] = F\{x_1[n]\}^* \cdot F\{x_2[n]\}, \quad (27)$$

ve které symbol hvězdička vyjadřuje komplexně sdružené hodnoty.

Vzájemná korelace signálů je dána inverzní Fourierovou transformací:

$$R_{12}[n] = F^{-1}\{S_{12}[n]\}. \quad (28)$$

Názornou ukázkou využití vzájemné korelace dvou signálů představuje měření, při kterém jsou použity dva mikrofony, které jsou připojeny na obě linky jednoho stereo vstupního konektoru *Jack 3,5 mm*. Tento konektor je připojen do osobního počítače a zvukové signály jsou zpracovány zvukovou kartou při vzorkovací frekvenci 8 kHz. Příchozí zvukový signál byl vytvořen vyslovením slova „ahoj“ a to ze strany tak, aby zvukový signál dopadl nejdříve na levý mikrofon. Vzájemná korelační analýza signálů těchto dvou mikrofonů byla vytvořena pomocí softwaru Matlab. Výsledkem tohoto měření jsou naměřené průběhy dvou zvukových signálů a jejich vzájemná korelační analýza (obr. 39), která určuje zpoždění mezi signály 0,0015 sekund.



Obr. 39 Vzájemná korelační analýza dvou naměřených signálů

Tabulka 4 Porovnání potřebného výpočetního času vzájemné korelace bez FFT a s FFT [Dostálek 2009]

Počet vzorků	Čas výpočtu $R_{12}[s]$	
	Standartní algoritmus	Využití FFT
12000	1,576	0,006
24000	6,232	0,015
48000	25,08	0,035
96000	100,04	0,074
192000	402,77	0,138

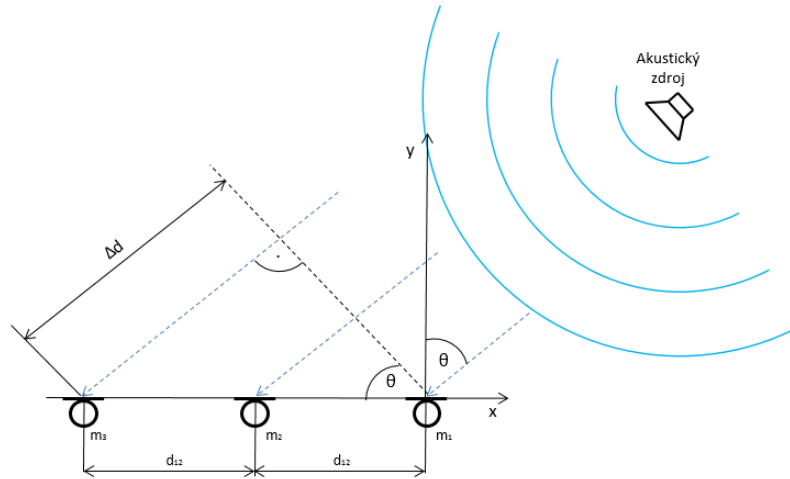
Předcházející rovnice (28) vyjadřuje posloupnost výpočtu směrového úhlu dopadající vlnoplochy na jeden mikrofonní pár. Pokud bychom předpokládali mikrofonní pole tvořené třemi a více mikrofony, tak je vhodné provést korelační výpočet pro každý jednotlivý pár v mikrofonním poli.

Počet výpočtů pro n -tý jednotlivý pár mikrofony v mikrofonním poli je dán podle vzorce pro kombinací 2. třídy bez opakování:

$$C(n, k) = \frac{n_m!}{2! (n_m - 2)!} , \quad (29)$$

kde n_m označuje celkový počet mikrofony.

V případě použití lineárního mikrofonního pole s více než dvěma mikrofony dostaneme soustavu rovnic o jedné neznámé. Počet řádků této soustavy je roven počtu utvořených mikrofonních párů.



Obr. 40 Mikrofonní pole se 3 mikrofony

Uvažujeme-li lineární mikrofonní pole o třech mikrofonech (obr. 40), pak můžeme toto pole popsat soustavou rovnic:

$$\sin \theta \cdot d_{12} = \tau_{12} \cdot c, \quad (30)$$

$$\sin \theta \cdot d_{13} = \tau_{13} \cdot c, \quad (31)$$

$$\sin \theta \cdot d_{23} = \tau_{23} \cdot c, \quad (32)$$

kde d_{ij} jsou vzdálenosti mezi jednotlivými mikrofony, τ_{ij} jsou časové zpoždění získané korelační analýzou mezi jednotlivými mikrofony, c je rychlost zvuku a θ reprezentuje úhel dopadu vlnoplochy na lineární mikrofonní systém a je v rovnici neznámou.

Soustavu rovnic (32) můžeme zapsat také v maticovém tvaru jako:

$$\sin \theta \cdot \mathbf{d} = \boldsymbol{\tau} \cdot c, \quad (33)$$

$$\mathbf{d} = [d_{12} \ d_{13} \ d_{23}]^T, \quad (34)$$

$$\boldsymbol{\tau} = [\tau_{12} \ \tau_{13} \ \tau_{23}]^T, \quad (35)$$

kde \mathbf{d} odpovídá sloupcovému vektoru vzdálenosti mezi mikrofonními páry a $\boldsymbol{\tau}$ sloupcovému vektoru reprezentující časové zpoždění. Soustava rovnic je přeuredena, protože je počet rovnic větší než počet neznámých.

Vhodná metoda pro řešení přeureděných rovnice je metoda nejmenších čtverců, která určí takové řešení, jehož součet kvadrátů odchylek je nejmenší.

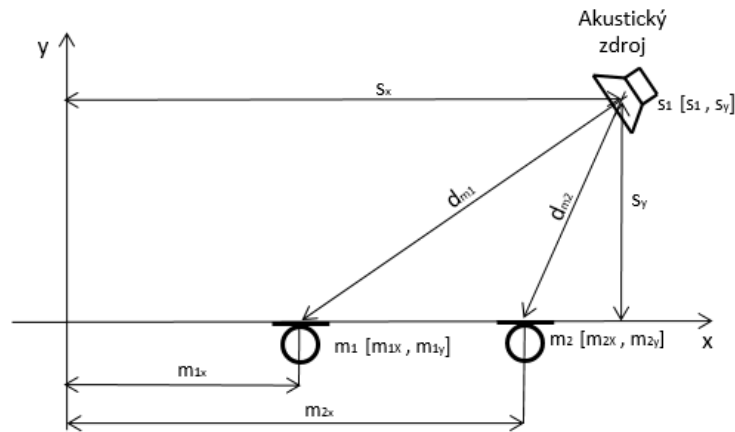
Aplikací této metody dostaneme rovnici:

$$\sin \theta \cdot \mathbf{d}^T \mathbf{d} = \mathbf{d}^T \boldsymbol{\tau} \cdot c. \quad (36)$$

Z předchozí rovnice (36) je možné určit úhel dopadu vlnoplochy jako:

$$\theta = \arcsin\{(\mathbf{d}^T \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^T \boldsymbol{\tau} \cdot c\}. \quad (37)$$

Předcházející rovnice popisují jednotlivé kroky vedoucí k výpočtu časového zpoždění dopadu vlnoplochy na dvojici mikrofonů. Uvažujeme-li dvojici mikrofonů v lineárním poli, pak můžeme popsat jejich souřadnice pro mikrofon $M1$ jako $[m_{1x} \ m_{1y}]$ a pro mikrofon $M2$ jako $[m_{2x} \ m_{2y}]$. Zdroj akustického signálu pak můžeme označit v souřadnicích jako $[s_x \ s_y]$.



Obr. 41 Geometrické rozložení mikrofonů a zdroje zvukových signálů

Vztah mezi jednotlivými mikrofony a zdrojem lze popsat rovnicemi, které jsou sestaveny s použitím Pythagorovy věty:

$$d_{m1} = \sqrt{(s_x - m_{1x})^2 + (s_y - m_{1y})^2}, \quad (38)$$

$$d_{m2} = \sqrt{(s_x - m_{2x})^2 + (s_y - m_{2y})^2}. \quad (39)$$

Závislost časové difference na místě zvukového zdroje je popsána rovnicí:

$$\tau_{12} = \frac{d_{m1} - d_{m2}}{c}. \quad (40)$$

Dosazením rovnic (38) a (39) do (40) vypočteme časové zpoždění jako:

$$\tau_{12} = \frac{\sqrt{(s_x - m_{1x})^2 + (s_y - m_{1y})^2} - \sqrt{(s_x - m_{2x})^2 + (s_y - m_{2y})^2}}{c}. \quad (41)$$

Rovnice (41) musí splňovat podmínku, že časová difference τ_{12} nesmí být v absolutní hodnotě větší než maximální dosažitelná časová difference $\tau_{12 \text{ MAX}}$:

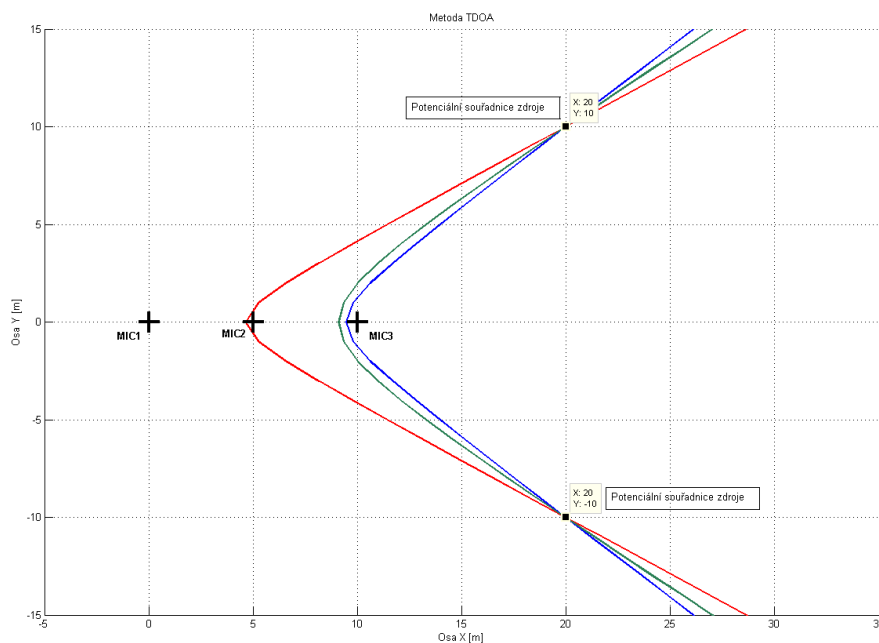
$$|\tau_{12}| \leq \tau_{12 \text{ MAX}} \quad (42)$$

kde $\tau_{12 \text{ MAX}}$ určíme pomocí rovnice:

$$\tau_{12 \text{ MAX}} = \frac{\sqrt{(m_{1x} - m_{2x})^2 + (m_{1y} - m_{2y})^2}}{c}. \quad (43)$$

Korelační analýzou dostaneme časové zpoždění signálu τ_{12} mezi dvěma mikrofony. Po dosazení časového zpoždění τ_{12} do rovnice (41) získáme nekonečně mnoho bodů, které reprezentují všechny možné polohy akustického zdroje signálů.

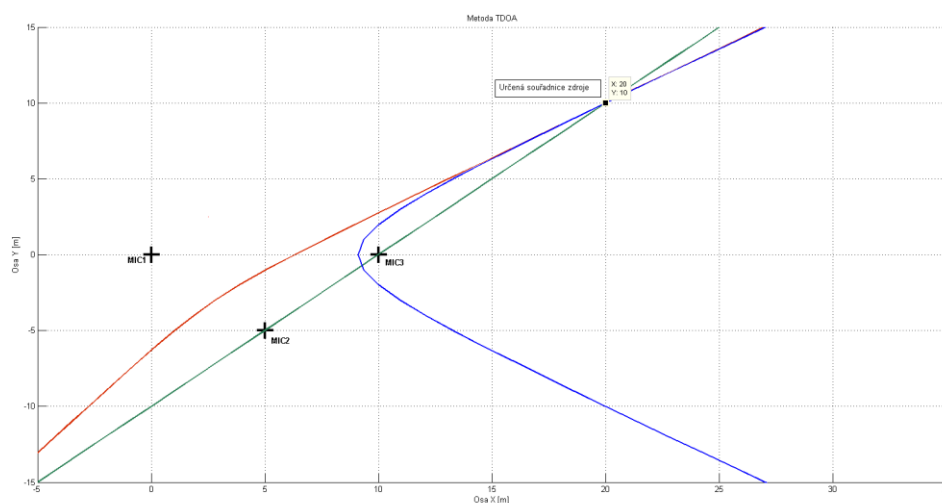
Tato křivka vyjadřující nekonečně mnoho potenciálních zdrojů akustického signálu se nazývá hyperbola. Pro každý jednotlivý pár mikrofonů v mikrofonním poli získáme novou hyperbolu. Uvažujeme-li lineární mikrofonní pole o 3 mikrofonech, získáme celkem 3 hyperboly, které se protnou ve dvou místech a určí tak dvě možné souřadnice zdroje zvukového signálu. Tento stav je definován jako předozadní nejednoznačnost (obr. 42).



Obr. 42 Předozadní nejednoznačnost určení zdroje zvukových signálů simulačně vytvořená v Matlabu metodou TDOA

Tato předozadní nejednoznačnost je ukázána na předchozím obrázku (obr. 42), který byl vytvořen pomocí softwaru Matlab. Nejprve byly uvažovány souřadnice třech mikrofónů, které jsou od sebe vzdáleny o hypotetických 5 metrů a zároveň jsou umístěny v lineárním mikrofonním poli. Následně bylo označeno souřadnicemi místo zdroje zvukových signálů. V dalším kroku byly pomocí předcházejících rovnic vypočteny jednotlivé časové zpoždění pro daný mikrofonní pár. Z tohoto vypočteného zpoždění byly určeny jednotlivé potenciální body umístění zdroje. Celkem byly pomocí metody TDOA určeny dvě místa zdroje. To je dáno lineárním rozložením mikrofónů.

Pokud je například rozmístění mikrofónů v lineárním poli v trojúhelníku, pak odpadá problém s předozadní nejednoznačností a hyperboly se protnou pouze v jednom bodu, který určuje místo zdroje zvukového signálu. Tato formulace byla opět ověřena simulačně v softwarovém prostředí Matlab. Tentokrát jsou mikrofony umístěny do trojúhelníkového tvaru a zdroj zůstává umístěn na stejné souřadnici. Jak je vidět v následujícím obrázku (obr. 43), metodou TDOA byla určena jedna souřadnice na které je umístěn hledaný zdroj.

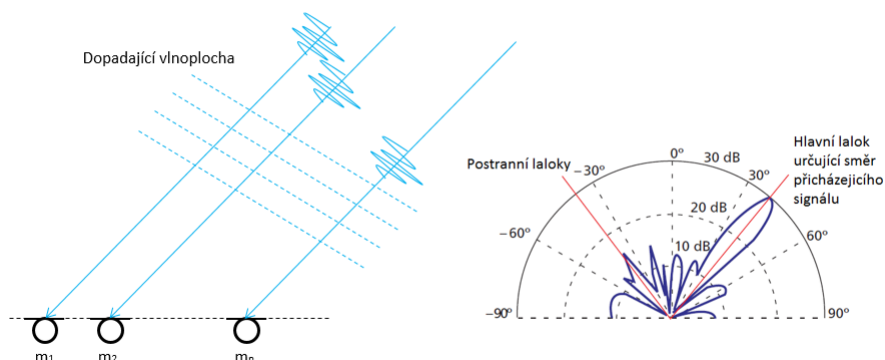


Obr. 43 Trojúhelníkové rozložení mikrofónů v poli a simulačně určený zdroj pomocí metody TDOA

Výsledky z předchozích simulačních výpočtů pomocí metody TDOA je také možné použít pro lineární pole v případě, že je známý směr přicházejícího zvukového signálu a předpokládat, že se akustický zdroj nenachází za mikrofonním polem. Pokud nelze tento předpoklad aplikovat, pak je potřeba použít nelineární pole, tak jak je ukázáno v simulačním průběhu na předcházejícím obrázku (obr. 43).

6.4 Beamforming

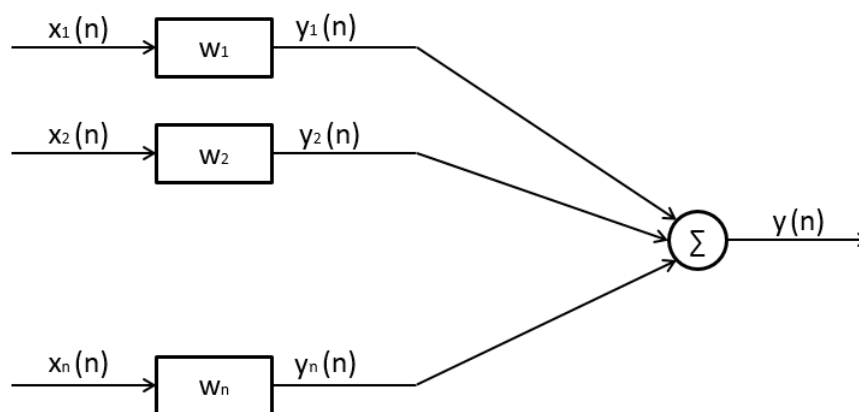
Metody založené na tvarování přijímací charakteristiky jsou spektrální metody, které jsou známy již delší dobu. Princip metody spočívá v hledání nejvyšší hladiny akustické energie v rozsahu všech předpokládaných směrů přicházejících zvukových signálů. Směrový úhel dopadu zvukového signálu lze vyčíst z tvarové přijímací charakteristiky mikrofonního pole.



Obr. 44 Směrová charakteristika mikrofonního pole vyjádřená v polárních souřadnicích

V současné době existuje několik metod, které obecně vycházejí ze základního tvarovače typu Delay and Sum. Propracovanější tvarovače pracují na principu filtrů a rozdíly mezi typy tvarovacích metod jsou dány právě těmito filtry. Využití těchto metod je v celé řadě případů. Například se jedná o případy, kdy je požadována separace žádaného signálu od rušivých signálů, určení směru přicházejícího signálu nebo potlačení odrazů a ozvěn. Výhoda této metody oproti metodě TDOA je schopnost lokalizovat více akustických zdrojů najednou. Nevýhodou je však vysoká početní náročnost.

Tvarovač typu Delay and Sum je typ tvarovače, který se také nazývá konvenční beamformer a je nejjednodušší z jednotlivých metod. Jeho princip spočívá ve využití časových posunů signálů za účelem vyrovnání zpoždění, které vzniká při postupném dopadu akustické vlny na jednotlivé mikrofony. Obecně se předpokládají stejné akustické signály dopadající na jednotlivé mikrofony. Tvarovač se v tomto případě chová jako filtr s konečnou délkou impulsové odezvy, takzvaný FIR filtr.



Obr. 45 Blokové schéma metody Delay and Sum

Obecný název Delay and Sum lze volně do českého jazyku přeložit jako „zpozdí a sečti“. V praxi je to realizováno tak, že jsou signály jednotlivých snímačů zpožděny, aby bylo dosaženo největší citlivosti imaginárním natočením pole do směru užitečného signálu, který je definován nastavením jednotlivých vah w_i . Tímto procesem se docílí vyrovnání časových zpoždění na jednotlivých mikrofonech.

V časové oblasti je výstupní signál beamformeru popsána vzorcem:

$$y(n) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot x_i(n - \tau_n), \quad (44)$$

kde $x_i(n)$ je naměřený akustický signál z n -tého mikrofону, w_i je nastavení váhového součinitele, τ_n je nastavení zpoždění určující směr natočení mikrofonního pole a N je počet mikrofónů v mikrofonním poli.

Pro zpracování přijatého signálu předpokládáme, že zdroj akustického signálu a mikrofonní pole jsou dostatečně od sebe vzdáleny. Dalším předpokladem je, že zpracovávané signály jsou úzkopásmové. První předpoklad je téměř vždy splněn, druhý předpoklad už tak často dodržen není, protože se většinou zpracovává širokopásmový signál.

Pokud není splněná druhá podmínka, dochází k prostorovému aliasingu. Proto vzdálenost dvou sousedních mikrofónů musí splňovat tuto podmínku:

$$d_s < \frac{c}{2 \cdot f_{max}}, \quad (45)$$

kde d_s je vzdálenost mezi sousedními mikrofony [m], c je rychlost zvuku v daném prostředí [$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$] a f_{max} je maximální frekvence [Hz].

Při uvažovaném homogenním lineárním poli a za splnění podmínky, že zdroj zvukových signálů je ve větší vzdálenosti, než je vzdálenost dvou sousedních mikrofonů, můžeme matematicky definovat zpoždění pro daný směrový úhel jako:

$$\tau_n = \frac{\sin \theta \cdot d_s}{c} (n - 1), \quad (46)$$

kde n je index mikrofonu.

Mikrofonní pole je pomocí nastavení zpoždění signálu každého mikrofonu pomyslně natáčeno požadovaným směrem. Pro každý úhel natočení vypočítáme RMS signálu $y(n)$ jako:

$$V_{RMS}[\theta] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y(n)^2}, \quad (47)$$

kde N je počet vzorků měřeného signálu.

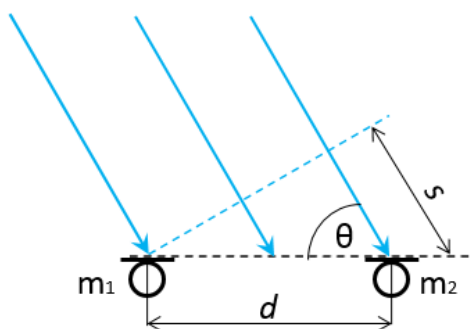
Směrový úhel θ ve kterém se nachází zdroj akustického signálu je definován maximem z vypočtených RMS pro jednotlivé předpokládané směry:

$$\theta = \arg \max(V_{RMS}[\theta]). \quad (48)$$

6.4.1 Beamforming s využitím FIR filtru pro zpřesnění vnuceného zpoždění

Pokud mikrofonní pole obsahuje určitý počet mikrofonů a každý jednotlivý mikrofon v daném časovém okamžiku naměří akustický signál o N vzorcích, pak je možné jednotlivé signály vůči sobě vzájemně posunovat o celé naměřené vzorky. Tento vzájemný posun je plně závislý na vzorkovací frekvenci a neumožňuje přesnější simulované natočení mikrofonního pole. V případě přesného směřování imaginárního mikrofonního pole je potřeba zpožďovat jednotlivé signály o zlomky naměřených vzorků.

Necelistvé zpoždění naměřených signálů je náročný výpočetní proces. Uvažujme-li mikrofonní pole o dvou mikrofonech (obr. 46), na které dopadá akustická vlnoplocha pod úhlem θ , pak tato vlnoplocha nejprve dopadne na mikrofon m_1 a s určitým časovým zpožděním na druhý mikrofon m_2 .



Obr. 46 Dopadající akustická vlnoplocha na dvojici mikrofonů

Při simulovaném natočení mikrofonního pole je vhodné naměřené vzorky zpozdít tak, aby odpovídaly dopadu akustické vlny pod požadovaným úhlem θ . Pokud vezmeme v úvahu vzorkovací frekvenci snímaného signálu f_s a rychlost šíření zvuku ve vzduchu v , pak můžeme matematicky popsat vzájemný posun naměřených signálů na dvou mikrofonech. Při předpokládaném dopadu zvukové vlnoplochy pod úhlem θ je možné určit zpoždění v časovém horizontu τ_{time} , nebo je možné určit vzájemný posun dvou signálů v naměřených vzorcích τ_{sample} .

$$s = d \cdot \cos(\theta), \quad (49)$$

$$\tau_{time} = \frac{s}{v}, \quad (50)$$

$$\tau_{sample} = \frac{\tau_{time}}{f_s}. \quad (51)$$

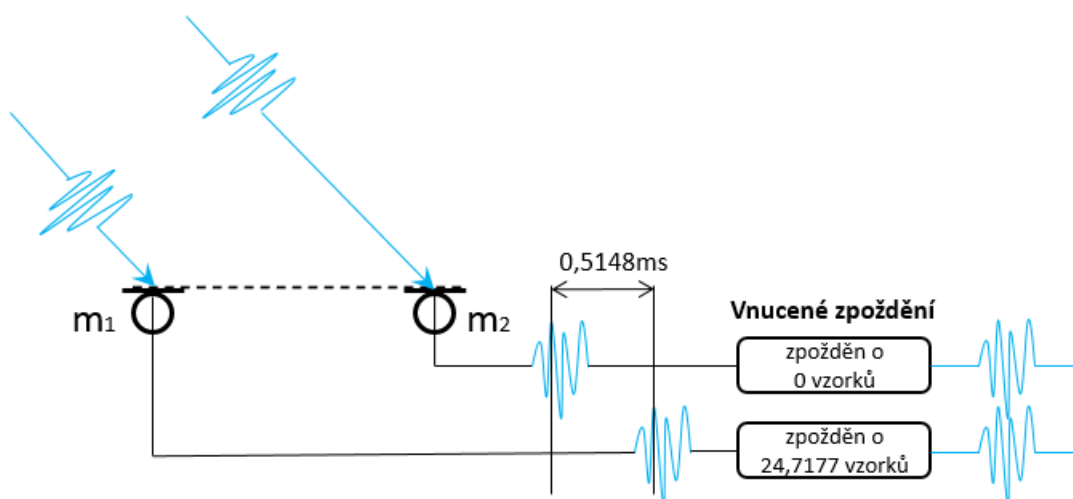
Předpokládejme mikrofonní pár lineárně od sebe vzdálen o hodnotu $d = 0,25 \text{ m}$, na který dopadá zvuková vlnoplocha pod úhlem $\theta = 45^\circ$. Vzorkovací frekvence měření signálů na obou mikrofonech je $f_s = 48 \text{ kHz}$. Uvažujeme-li, že se zvuková vlnoplocha pohybuje ve vzduchu rychlostí $v = 343,3 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, pak doplněním známých hodnot do jednotlivých rovnic (49), (50) a (51) získáme časovou prodlevu τ_{time} a hodnotu τ_{sample} , která odpovídá počtu posunutých vzorků mezi naměřenými signály z mikrofону m_1 a m_2 . Konkrétní hodnoty jsou dosazeny do následujících rovnic:

$$s = d \cdot \cos(\theta) = 0,25 \cdot \cos(45^\circ) = 0,1768 \text{ m}, \quad (52)$$

$$\tau_{time} = \frac{s}{v} = \frac{0,1768}{343,3} = 0,5148 \text{ ms}, \quad (53)$$

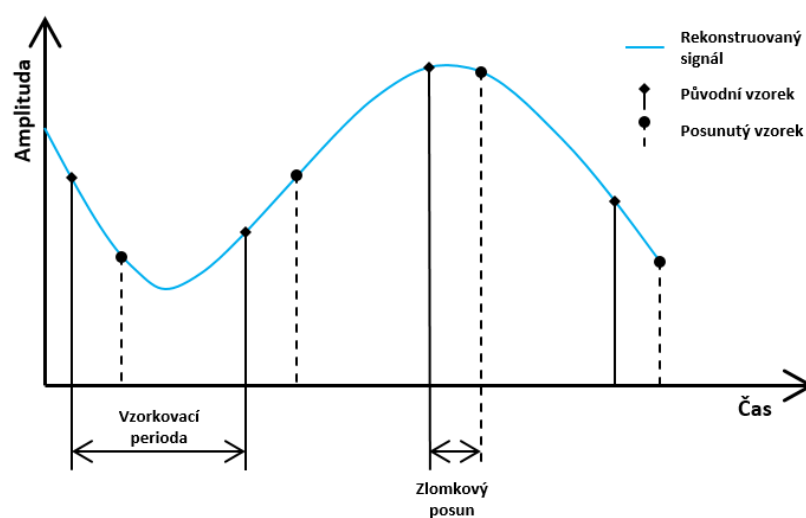
$$\tau_{sample} = \frac{\tau_{time}}{f_s} = \frac{f_s \cdot d \cdot \cos(\theta)}{v} = \frac{48000 \cdot 0,25 \cdot \cos(45)}{343,3} = 24,7177. \quad (54)$$

Konečný výsledek τ_{sample} ukazuje počet vzorků, o které je potřeba vzájemně posunout signály tak, aby jejich průběh odpovídal dopadu zvukové vlnoplochy na mikrofonní pole pod úhlem 45° . V tomto případě se jedná o vzájemný posun dvou signálů o 24,71 vzorků.



Obr. 47 Graficky znázorněný výsledek zpoždění dopadu zvukové vlnoplochy na dva mikrofony

V digitálním zpracování signálů není problém posunout signály proti sobě o celistvý počet 24 vzorků, problém však nastává se zlomkovým posunem o 0,7177 vzorku. Metoda řešící tento problém se nazývá *Zlomkové zpoždění*, anglicky - Fraction Delay. Princip spočívá v převzorkování naměřených signálů právě o požadovaný zlomkový posun pomocí navrženého filtru s konečnou impulsní odezvou.



Obr. 48 Rekonstruovaný signál s původními vzorky a posunutými o zlomek vzorkovací periody

V závislosti na Shannon-Nyquistově vzorkovacím teorému je možné převzorkovat původní digitální signál. To je realizováno pomocí FIR filtru, jehož koeficienty se vypočítají z funkce SINC.

FIR filtr je diskretní lineární filtr s konečnou impulsní odezvou, který je vždy stabilní. Matematicky je popsán jako:

$$y(x) = \sum_{k=0}^N h(k) \cdot x(n - k) , \quad (55)$$

kde $h(k)$ je impulsní charakteristika zpožďovacího filtru, $x(n)$ je vstupní signál a N je řád filtru.

Definice vstupně výstupního zpožděného signálu spojitého v čase je dána rovnicí:

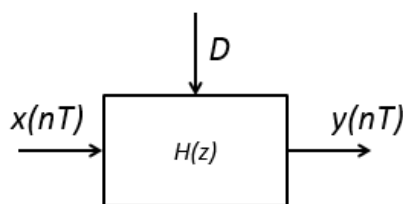
$$y(t) = x(t - t_1) , \quad (56)$$

kde $x(t)$ vstupní signál spojitý v čase a t_1 je hodnota časového zpoždění signálu.

V diskretním časovém systému je definována vstupně výstupní rovnice časově zpožděného systému jako:

$$y(nT) = x(nT - NT) , \quad (57)$$

kde $x(nT)$ je vstupní diskretní vzorek a NT je zpoždění v diskretním čase.



Obr. 49 Jednoduchý blokový diagram pro filtr zlomkového zpoždění

V blokovém diagramu pro zlomkové zpoždění je hodnota D matematicky popsána jako:

$$D = D_{fix} + \mu_1 , \quad (58)$$

kde D_{fix} je fixní celočíselné zpoždění a μ_1 je uvažované zlomkové zpoždění definované v rozmezí od 0 až do 1.

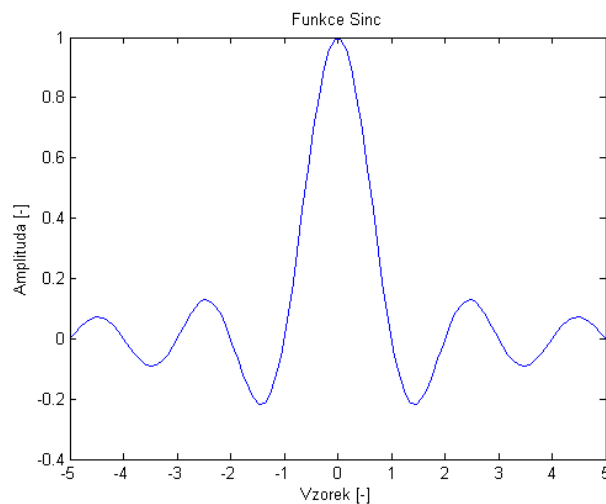
V tomto případě je frekvenční charakteristika systému popsána následující rovnicí:

$$H_{id}(\omega, \mu_1) = e^{-j(D_{fix} + \mu_1)\omega}. \quad (59)$$

Filtry pro zlomkové zpoždění vycházejí z návrhu koeficientů filtru tak, aby byla získána ideální frekvenční charakteristika. Toho je dosaženo pomocí impulsní odezvy filtru, který je ideálně matematicky popsán následující rovnicí:

$$h_{id}(x, \mu) = \frac{\sin(\pi(x - D))}{(\pi(x - D))} = \text{sinc}(x - D). \quad (60)$$

Kompletní odvození této rovnice je podrobně popsáno v uvedené literatuře [33]. Koeficienty filtru se vypočtou inverzní Fourierovou transformací frekvenčního přenosu. Pomocí předchozí rovnice (55) se získají koeficienty FIR filtru pro zlomkové zpoždění. Ve své podstatě se jedná o jednoduchou funkci SINC o N vzorcích.



Obr. 50 Funkce SINC pro nulové zlomkové zpoždění

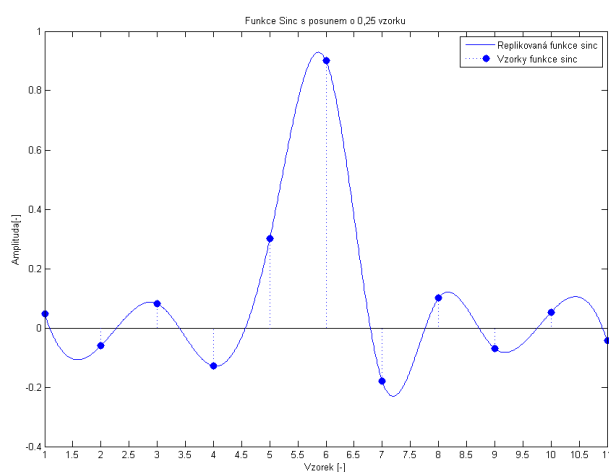
Jakákoliv SINC funkce je definovaná podél osy x v rozsahu od minus nekonečna do plus nekonečna. Naproti tomu jakýkoliv FIR filtr vyžaduje konečný počet prvků. Pro splnění tohoto požadavku se funkce SINC omezí na interval x o konečné délce a navíc se vynásobí vhodným váhovým oknem (kapitola 6.1.4). Toto váhové okno vyhladí frekvenční charakteristiku. Při návrhu funkce SINC je vhodné volit počet koeficientů filtrů jako liché číslo. Liché číslo má výhodu v tom, že je vrchol SINC funkce přesně ve středu osy x (obr. 50).

Pro výpočet jednotlivých koeficientů zlomkového zpoždění se používá následující rovnice:

$$\text{sinc}(x - D - x_{cT}) = \frac{\sin(\pi(x - D - x_{cT}))}{(\pi(x - D - x_{cT}))}, \quad (61)$$

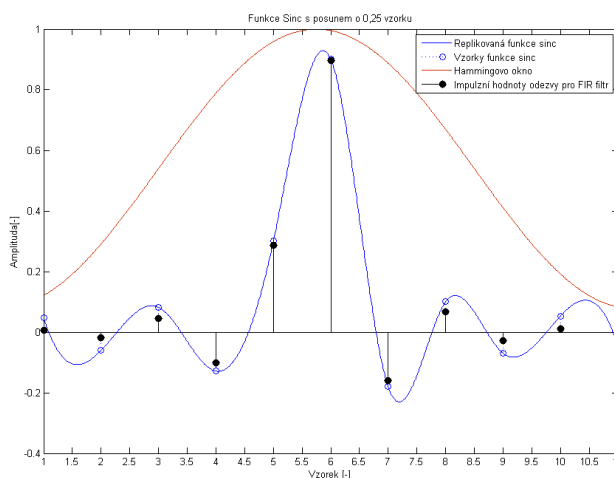
kde x_{cT} je pozice prostředního vzorku filtru o velikosti N vzorků, $x_{cT} = \frac{N}{2}$.

Výsledkem jsou jednotlivé koeficienty SINC funkce, která je posunutá o požadovanou hodnotu 0,25 vzorku. Tento posun vrcholu SINC funkce o 11 vzorcích je ukázán na následujícím obrázku.



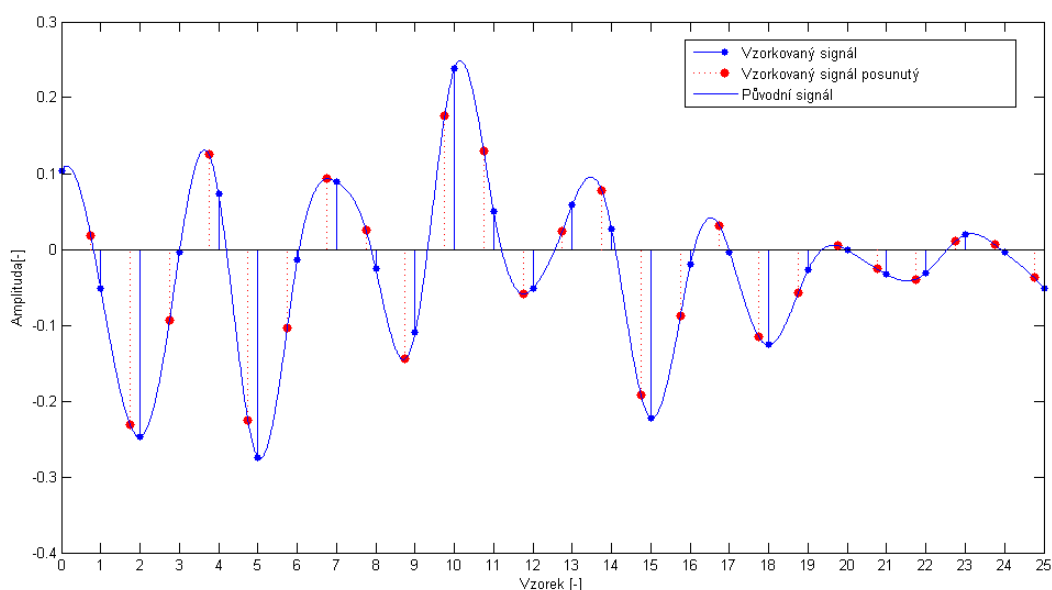
Obr. 51 Funkce SINC posunutá o 0,25 vzorku

Aby vygenerovaná SINC funkce měla konečný počet hodnot, je následně vynásobená například Hammingovým váhovým okénkem.



Obr. 52 Aplikace Hammingova okna na funkci SINC posunutou o 0,25 vzorku

Vypočtené koeficienty jsou následně použity ve FIR filtru 10. řádu pro zpoždění signálu o 0,25 vzorku. Výsledné hodnoty zlomkové filtrace vybraného signálu jsou znázorněné na následujícím obrázku (obr. 53).



Obr. 53 Realizace zlomkového zpoždění pomocí FIR filtru 10. řádu a zpoždění 0,25 vzorku

6.5 Metody založené na spektrálních odhadech vysokého rozlišení

Tyto metody jsou založené na spektrální analýze vysokého rozlišení (v anglicky psané literatuře nazývané High Resolution Spectral Estimation Based Locators). Mezi tyto metody například patří autoregresivní modelování (AR – Autoregressive Modeling), spektrální odhad minimálního rozptylu (MV – Minimum Variance) nebo také metoda vícenásobné klasifikace signálů (MUSIC – Multiple Signal Classification). Metoda autoregresivního modelování je vhodná především pro lokalizaci vzdálených zdrojů zvukových signálů. Metody MV a MUSIC jsou aplikovány pro blízké zdroje zvukových signálů.

Obecný princip těchto metod spočívá ve využití spektrálních fázových korelačních matic. Podoba těchto matic je odvozená z pozorovaných údajů. To je realizováno pomocí střední hodnoty signálu v intervalu, ve kterém jsou parametry odhadu zdroje a šumu stacionární. Pro lokalizaci řečníka jsou tyto metody velmi problematické z důvodů nesplnění předchozí podmínky.

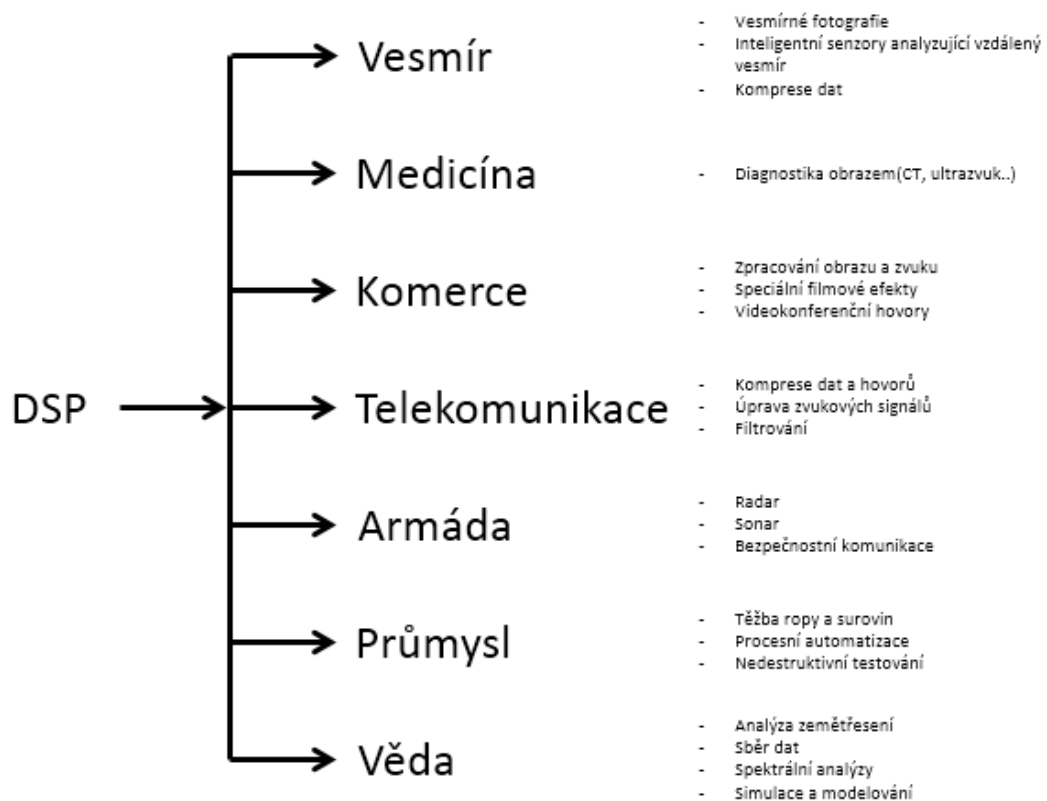
Metody založené na spektrálních odhadech vysokého rozlišení jsou vhodné i pro vicesložkové signály, které jsou blízko sebe. Využití těchto metod je v radarové technice především pro úzkopásmové signály.

7 Digitální signálové procesory

Digitální signálové procesory lze považovat za velice užitečný inženýrský nástroj dvacátého prvního století. Tato pokroková technologie se stále rozšiřuje do mnoha oblastí a odvětví, které dříve patřily standartním mikroprocesorům nebo osobním počítačům. Specifikum DSP je specializace na programování číslicových filtrů. Mezi tyto filtry se řadí především FFT výpočty. Mezi aplikační oblasti využívající DSP například patří:

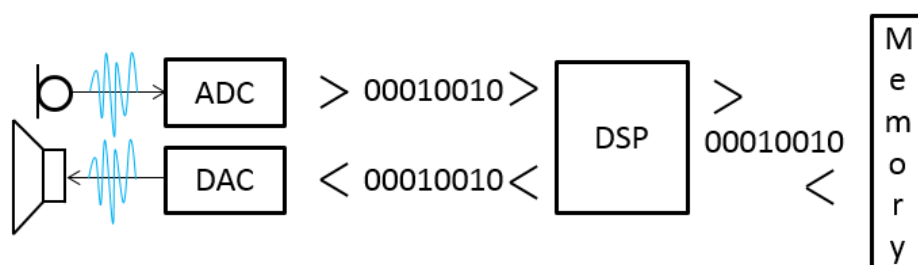
- Komunikace.
- Medicína.
- Lokalizace.
- Těžba nerostných surovin.
- Hudba.

Každá z těchto technologických oblastí rozvíjí DSP technologii pomocí vlastních algoritmů, matematických rovnic a specifických požadavků. Existuje spousta flexibilních zařízení vybavená digitálním signálovým procesorem. Tyto zařízení jsou navrženy a konstruovány tak, aby mohly být co nejlépe aplikovány v dané technologické oblasti.



Obr. 54 Rozsah využití digitálních signálových procesorů

Jak již samotný název napovídá, digitální signálové procesory jsou zaměřeny na specifickou oblast dat a tou jsou signály, které se zpracovávají v reálném čase. Pomocí senzorů jsou získávány signály z reálného světa, jako například seizmické vibrace nebo obrazové a zvukové signály. Tyto signály jsou následně zpracovány analogově-digitálními převodníky a pomocí algoritmů, matematických operací a různých technik jsou dosaženy požadované výpočty a výsledky. V určitých oblastech, především pak v audio technice, jsou zvukové signály po digitálním zpracování převedeny zpět na analogové signály, které jsou pomocí reproduktorů šířeny v požadovaném směru nebo s požadovaným zpožděním (obr. 55). Takto fungují například všechna moderní kina, která jsou vybavená 3D ozvučením.



Obr. 55 Blokové schéma typického zpracování zvukových signálů pomocí DSP

Počátky digitálních signálových procesorů jsou datovány do šedesátých a sedmdesátých let 20. století paralelně s příchodem digitálních počítačů. V té době byly počítače velice drahé a digitální signálové procesory byly určeny pouze pro úzkou oblast použití v klíčových odvětvích. Například se jedná o bezpečnost země - reprezentováno radary a sonary, anebo hledání nerostného bohatství především ropy. Samostatná kapitola je potom medicína. Taktéž s rozvojem vesmírných cest došlo k rozvoji digitálních signálových procesorů. Urychlení vývoje v oblasti DSP nastalo v osmdesátých letech 20. století a to především s rozšířenou dostupností osobních počítačů. Tato změna se projevila v rozvoji DSP v mnoha oblastech. Kromě armádní oblasti se jednalo hlavně o komerční využití.

7.1 Analýza a výběr digitálního signálového procesoru

V současné době existuje mnoho firem, které se zabývají vývojem digitálních signálových procesorů. Po konzultaci s vedoucím této disertační práci bylo rozhodnuto, že digitální signálový procesor bude vybrán z nabídky firmy Analog Devices.

Firma Analog Devices se řadí mezi světového lídra ve vývoji digitálních signálových procesorů. Jejich produkce mikroprocesorů a digitálních signálových procesorů je rozdělená podle parametrů procesorů do 7 skupin a zahrnuje velké množství specializovaných procesorů určených pro zpracování audio a video signálů:

- ADSP-21xx Processors.
- Blackfin Processors.
- SHARC Processors.
- SigmaDSP Processors.
- TigerSHARC Processors.
- Analog Microcontrollers.
- CM4xx Mixed-Signal Control Processors.

Každá jednotlivá skupina je reprezentovaná svou procesorovou řadou a v každé z těchto skupin je možné najít takzvané vývojové desky, také nazývané vývojové kity. Tyto vývojové desky, jsou navrženy tak, aby plně využily všech možností jednotlivých procesorů. Desky jsou osazeny elektronickými součástkami, které jsou navzájem mezi sebou mechanicky propojeny. Také již jsou na těchto deskách implementovány vstupně-výstupní periferní konektory. Pomocí těchto vstupně-výstupních elementů je možné dosáhnout plné integrace procesoru s jinými elektronickými zařízeními.

Hlavním kritériem výběru vhodné vývojové desky byl především počet audio vstupů v porovnání s cenou dané vývojové desky. Následující tabulka 5 porovnává jednotlivé procesory z pohledu počtu audio vstupů a ceny vývojové desky. Minimální počet audio vstupů jednotlivých desek byl stanoven na 4.

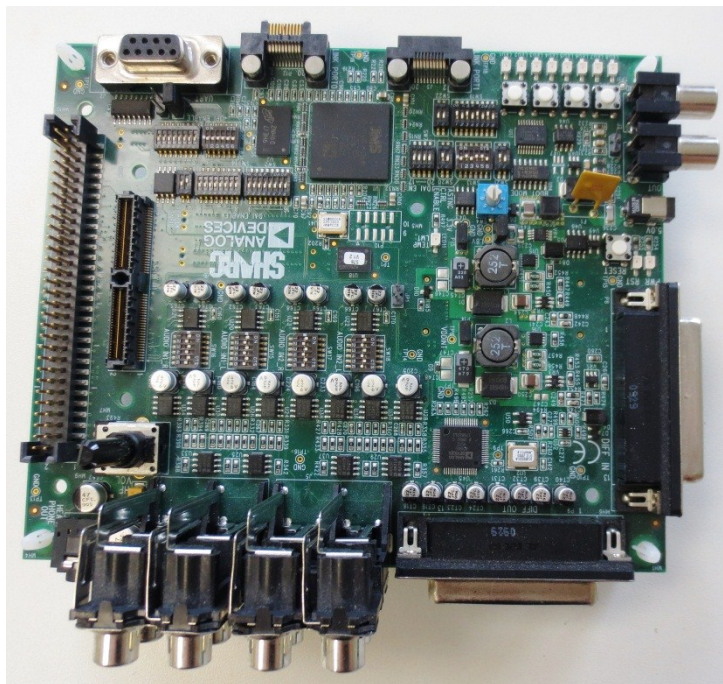
Tabulka 5 Porovnání vybraných vývojových desek firmy Analog Devices

Produkt	Vývojová deska	Procesor	AD převodník	Počet audio vstupů	Cena	Možnost rozšíření
Blackfin	ADSP-BF506F	ADSP-BF506	vnitřní ADC	12 singles	\$199	ne
Blackfin	ADSP-BF533	ADSP-BF533	AD1836	4x stereo	\$450	ano
Blackfin	ADSP-BF561	ADSP-BF561	AD1836	2x stereo	\$500	ano
Blackfin	Audio EZ-Extender	N/A	AD1938	2x stereo	\$230	ne
SHARC	ADSP-21469	ADSP-21469	AD1939	2x stereo	\$550	ano
SHARC	ADSP-21479	ADSP-21479	AD1939	2x stereo	\$500	ano
SHARC	Audio EZ-Extender	N/A	AD1939	6x stereo	\$300	ne

Z analýzy mikroprocesorů od firmy Analog Devices se jeví jako nejlepší řešení použití SHARC Audio EZ-Extenderu, který je možné připojit na vývojovou desku ADSP-21469. Na rozdíl od produktů Blackfin, řada digitálních signálových procesorů SHARC nabízí rozšiřující modul pro audio signály, který je vybaven 12 audio vstupy. Připojení těchto audio vstupů do digitálního signálového procesoru je realizováno před RCA nebo přes DB25 konektory. Vývojová deska ADSP-21469 je vhodná nejen pro zpracování audio signálů, ale také pro jiné aplikace. Celková cena této sestavy se skládá ze dvou položek - audio EZ-Extenderu a vývojové desky ADSP-21469 a je stanovena na částku 800 amerických dolarů.

7.2 Vývojová deska SHARC 21469 EZ-LITE

Tato vývojová deska nabízí širokou škálu možných aplikací, které je možné vytvořit pro zpracování zvukových signálů v reálném čase. Deska je osazena vysoce výkonným procesorem ADSP-21469. Pro ukládání dat slouží několik typů pamětí, například paměť typu flash o velikosti 4 Mb, SDRAM paměť o velikosti 16 Mb, asynchronní paměti SRAM o velikosti 1 Mb a SPI paměť o velikosti 16 Mb.

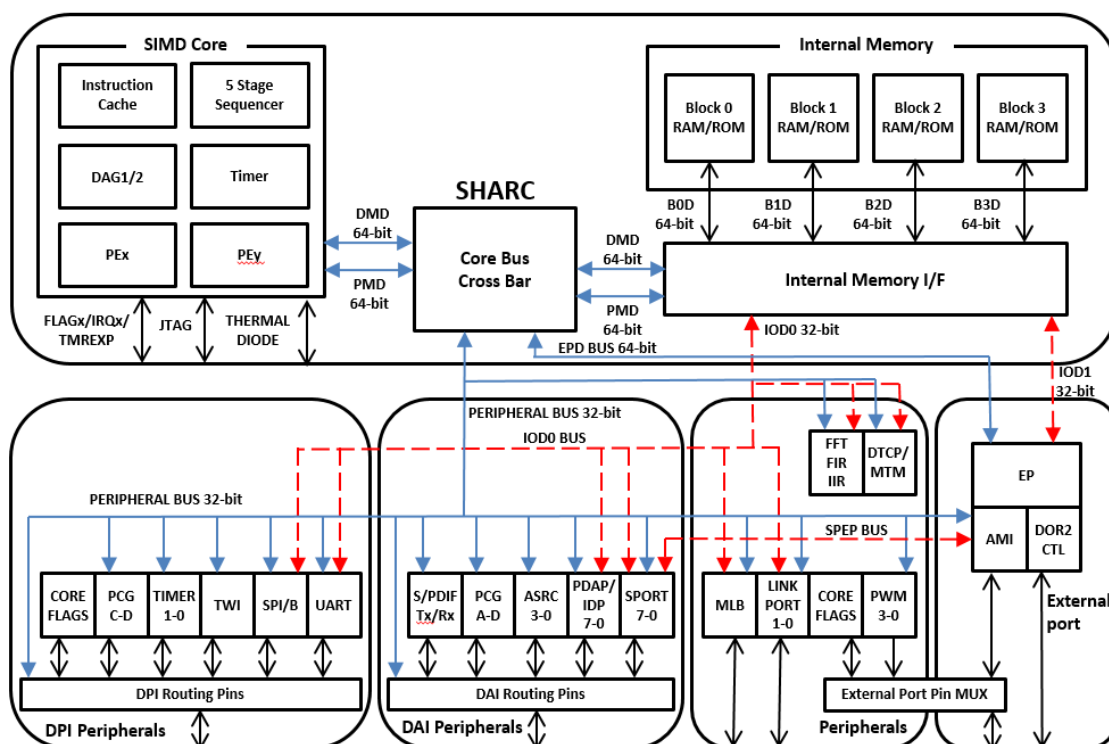


Obr. 56 Vývojová deska SHARC 21469 EZ LITE

Pro zpracování příchozích analogových signálů je deska vybavena analogově-digitálním převodníkem AD1939. Tento převodník je napojen na 2 stereo vstupy a 4 stereo výstupy. Komunikace s externími zařízeními se realizuje pomocí sběrnice RS-232. Pokud jsou 2 stereo vstupy a 4 stereo výstupy nedostatečné, je možné rozšířit základní desku o rozšiřovací přídavnou desku nazvanou Audio EZ-Extender. Pomocí tohoto přídavného modulu je získáno celkem 6 analogových stereo vstupů a 12 digitálních stereo výstupů.

7.2.1 Procesor ADSP-21469

Jedná se o vysoce výkonný 32-bit/40-bit procesor s pohyblivou řádovou čárkou (Floating-Point DSP) optimalizovaný pro audio procesy. Tento procesor je vybaven 5-Mbit RAM pamětí a 4-Mbit ROM pamětí, které jsou obě umístěné přímo na chipu procesoru. Frekvence procesoru dosahuje až 450 MHz. Velice přínosné jsou akcelerátory pro FIR, IIR a FFT procesy, které nezatěžují přímo procesor, ale jednotlivé výpočetní operace probíhají v těchto akcelerátorech. Ke komunikaci procesoru s okolními zařízeními slouží DPI a DAI rozhraní, 8 sériových portů, 2 SPI porty, UART komunikace a PWM modulace.

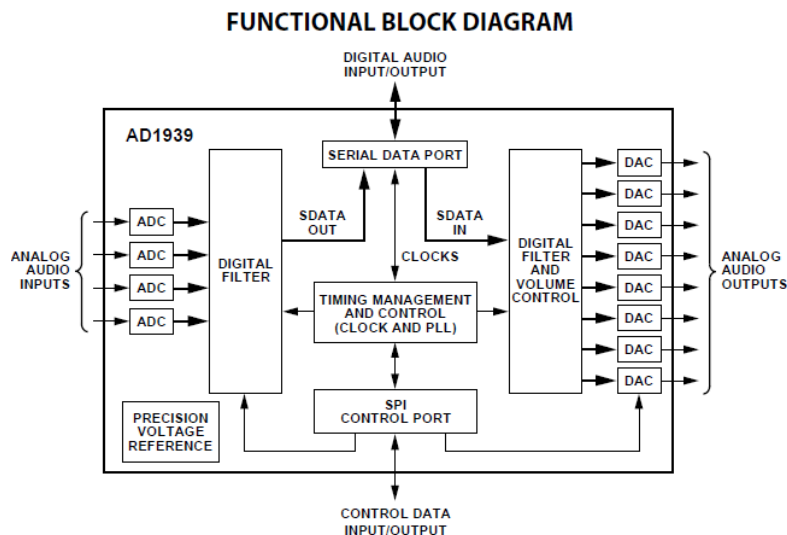


Obr. 59 Funkční blokový diagram procesoru SHARC 21469

ADSP-21469 procesor je založen na tzv. SHARC architektuře. Anglická zkratka SHARC vyjadřuje Sharc HARvard ARchitecture. Tato architektura je navržena tak, aby co nejlépe dokázala využít možnosti procesoru a paměti s okolními I/O zařízeními. Super Harvardská architektura rozšiřuje původní koncept oddělené datové a programové části paměti pomocí přídatných I/O sběrnic. Tímto je dosaženo rychlejšího zpracování dat v reálném čase.

7.2.2 Audio codec AD1939

Jedná se o vysoce výkonný jedno-čipový codec (česky kodek podle jeho funkce kodér a dekodér), který je vybaven 4 analogově-digitálními převodníky s oddělenými vstupy a 8 digitálně-analogovými převodníky s oddělenými výstupy. Tento audio codec využívá patentovanou sigma-delta architekturu. Pro nastavení inicializace codeců se používá SPI port. Jedná se o nastavení parametrů, jako například vzorkovací frekvence nebo velikost datového bloku.



Obr. 60 Funkční blokový diagram AD1939

Analogově-digitální převod je realizován přes čtyři datové kanály, které jsou v AD1939 konfigurovány jako dva oddělené stereo vstupy. Nominálními vzorkovacími frekvencemi, které je možné nastavit na tomto codeců jsou 48 kHz, 96 kHz a 192 kHz. Součástí vstupních kanálů je antialiasingový filtr se 79 dB zeslabením. Převedené data z analogové formy do digitální jsou poté transformovány přes sériové datové výstupy z codeců AD1939.

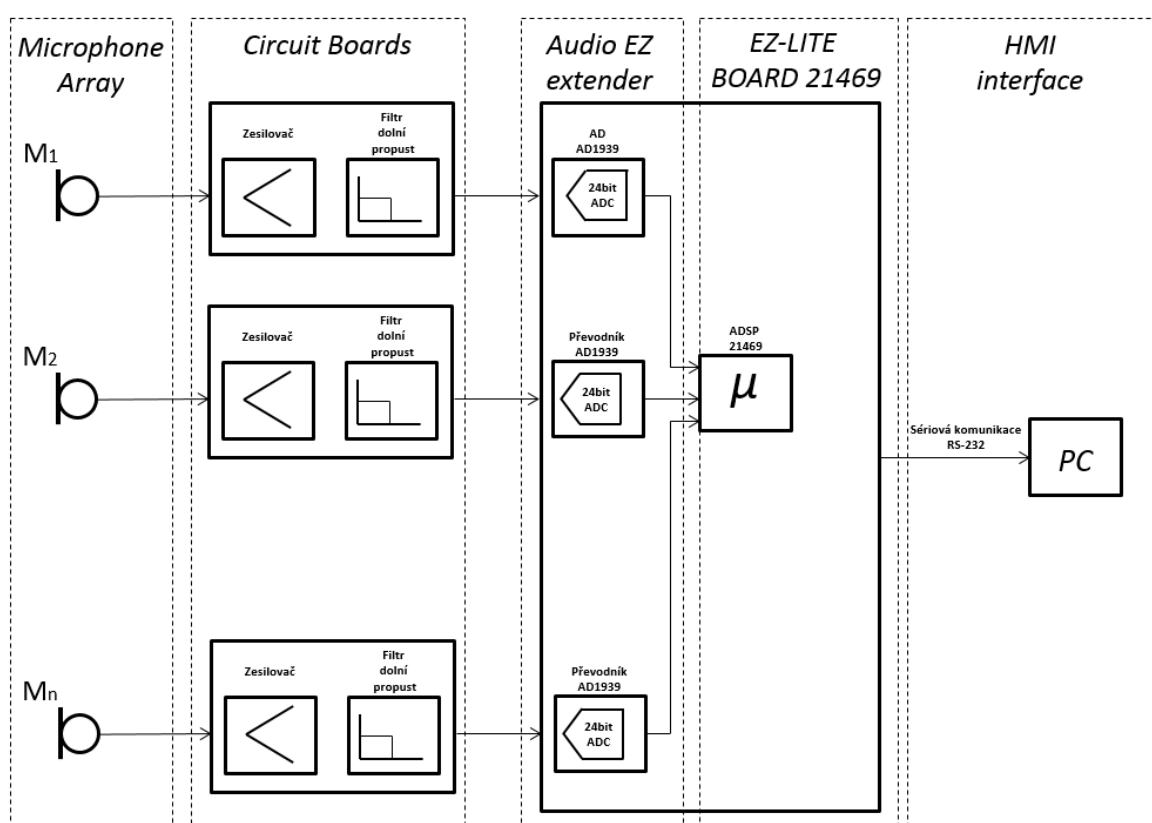
Digitálně analogový převod je realizován pomocí čtyř stereo výstupů. To je celkem osm možných analogových výstupů, které jsou filtrovány digitálním filtrem se 70 dB zeslabením. Každý výstupní kanál má svůj vlastní zeslabovač, který je nastavitelný v rozsahu 255 hodnot. Každá jedna hodnota znamená přírůstek 0,375 dB.

8 Návrh jednotlivých částí funkčního vzorku

Tato kapitola se věnuje aplikací teoretických poznatků v praktickém měření. Výsledkem praktické části je návrh funkčního vzorku. Funkční vzorek je laboratorní měřicí soustava, která měří akustické signály a vyhodnocuje směr, ze kterého přichází akustická vlnoplocha, to znamená úhel dopadu akustické vlnoplochy na mikrofonní pole.

8.1 Návrh funkčního vzorku měřicí soustavy

Laboratorní měřicí soustava se skládá z několika funkčních bloků (obr. 61). Hlavní součástí je digitální signálový procesor, který zpracovává naměřená data z mikrofonního pole. Aby bylo možné získávat data z jednotlivých mikrofónů je nejprve potřeba přivést napájení těmto mikrofónům. K tomu slouží napájecí elektronický obvod, který je integrován na společné elektronické desce. Tato deska také obsahuje zesilovač měřeného signálu a analogový filtr. Komunikace mezi digitálním signálovým procesorem a osobním počítačem je realizována pomocí sériové komunikace RS-232 nebo je možné využít emulátor, který zajišťuje komunikaci mezi počítačem a digitálním signálovým procesorem.



Obr. 61 Blokové schéma navrhovaného funkčního vzorku

8.2 Elektretový mikrofón MCE-4000

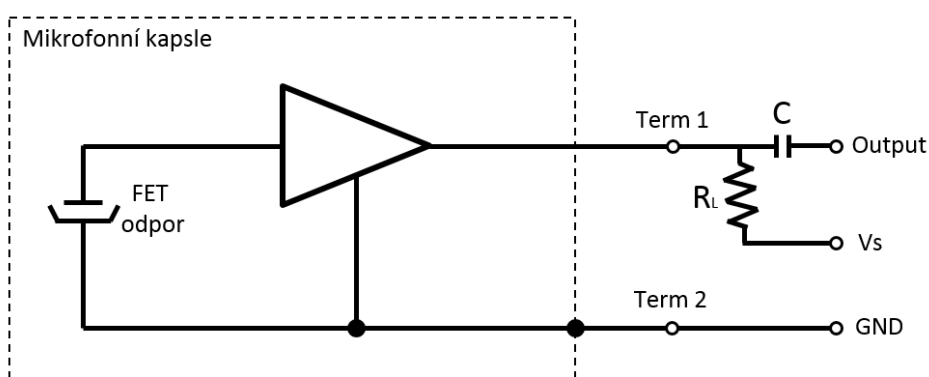


Obr. 62 Mikrofonní kapsle MCE 4000

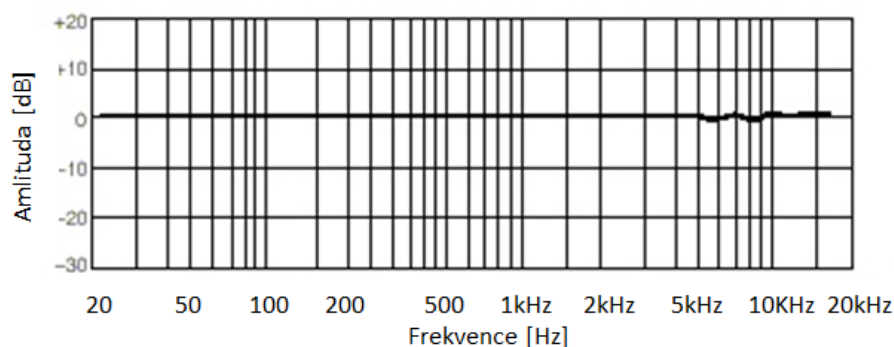
Tabulka 6 Parametry elektretového mikrofónu

Frekvenční rozsah:	20 - 20 000 Hz
Citlivost:	5 mV/Pa/1kHz, ± 3 dB
Výstupní impedance:	2,2 kOhm
S/N ratio:	>58 dB
Provozní napětí:	1,5 V – 10 V/0,5 mA

Mikrofonní vložka MCE-4000 je miniaturní elektretový mikrofón o průměru 6 mm se všesměrovou charakteristikou. Elektretové mikrofóny jsou kondenzátorové mikrofóny, u kterých je polarizace tvořena nevodivou hmotou - trvale elektricky nabitým elektretem. Ke změně kapacity kondenzátoru dochází vlivem chvění membrány, která tak generuje elektrický signál na výstupu kondenzátoru. Generované elektrické napětí je velmi malé, proto musí být zesíleno analogovým zesilovačem s vysokým vstupním odporem FET, který je součástí mikrofonní kapsle a vyžaduje elektrické napájení. Oblast využití těchto mikrofónů sahá od profesionálního měření až po nenáročné aplikace v hobby elektronice. Elektretové mikrofóny byly vyvinuty hlavně pro mobilní telefony, ale používají se také v jiných odvětvích.

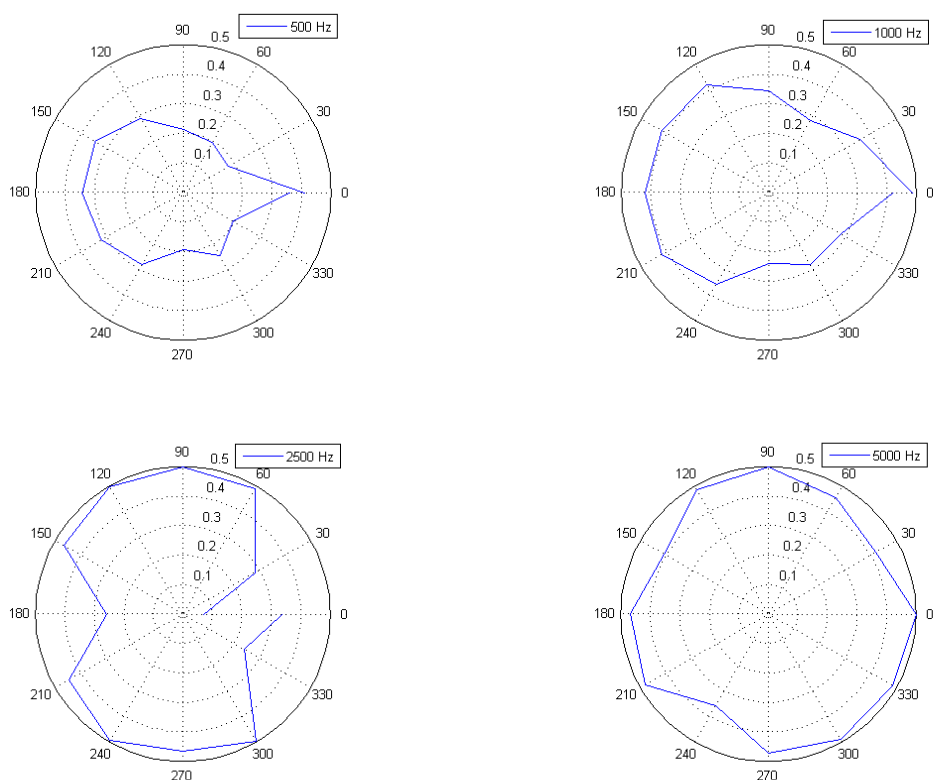


Obr. 63 Schématický diagram zapojení mikrofónu MCE-4000



Obr. 64 Frekvenční charakteristika mikrofónu MCE-4000 udávaná výrobcem [MONACOR 2010]

U mikrofonních jednotek je jednou z vlastností citlivost pro daný směr přicházející zvukové vlnoplochy – takzvaná směrová charakteristika mikrofonu. Určení směrové charakteristiky mikrofonu MCE-4000 bylo realizováno postupným natáčením zvukového zdroje – reproduktoru v rozsahu 0 až 360°. Tento zdroj se nacházel ve vzdálenosti 50 cm od mikrofonní kapsle. Pro vybrané frekvence 500, 1000, 2500 a 5000 Hz byl zdroj zvukového signálu natáčen v 30° krocích. Výsledky těchto měření jsou v polárních souřadnicích vykresleny v následujícím obrázku (obr. 65). Na těchto grafech je vidět směrová charakteristika náhodně vybrané mikrofonní vložky MCE-4000. Hodnoty ve směru poloměru ukazují naměřenou hodnotu napětí pro konkrétní úhel. Ideální směrová charakteristika mikrofonu odpovídá tvaru kružnice, která u tohoto mikrofonu nejbližše odpovídá měření s generovaným signálem 5 kHz. Z naměřených dat je dále patrné zesílení signálu při frekvenci 2,5 kHz a 5 kHz. Při porovnání tohoto faktu s frekvenční charakteristikou udávanou výrobcem je vidět, že mikrofon vykazuje zesílení již od hodnoty 2,5 kHz. Pokud vezmeme v úvahu použití těchto mikrofonních vložek v mikrofonním poli navrhovaného funkčního vzorku, pak jsou naměřené směrové charakteristiky mikrofonu plně dostačující pro uvažovaný typ měřicí úlohy.



Obr. 65 Naměřené směrové charakteristiky pro jednotlivé frekvence vybraného mikrofonu MCE-4000

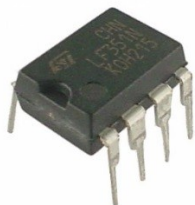
8.3 Návrh analogového mikrofonního zesilovače

Po zapojení mikrofonní kapsle MCE-4000 do základního elektronického obvodu (obr. 63) je možné pomocí osciloskopu sledovat průběh snímaného zvukového signálu. Při navrhování funkčního vzorku je nutné brát v úvahu vstupní analogové rozhraní digitálního signálového procesoru. Obecně existují dvě elektronické zapojení pro analogové mikrofonní vstupy – MIC vstup a LINE IN vstup. Oba tyto vstupy se však odlišují. Analogový vstup typu MIC má zapojenou zem, napájení a signál. Naproti tomu analogový vstup LINE IN má zapojenou zem a dva signály. Již podle popisu zapojení obou vstupů je poznat, že analogový vstup typu MIC je monofonní s přívodem napájení. Naproti tomu LINE IN je stereofonní vstup bez napájení. Velkým a podstatným rozdílem mezi oběma analogovými vstupy je jejich citlivost. Analogový vstup typu MIC vyžaduje pro plné vybuzení jenom pár milivoltů a dokáže tak dostatečně zachytit i velice slabý signál přicházející například z elektretového mikrofonu s vysokou vstupní impedancí. Hodnota odporu takového signálu může být řádově i několik stovek kilo ohmů. Naproti tomu analogový vstup typu LINE IN vyžaduje pro plné vybuzení signál okolo 700 mV a jeho impedance je nejméně 10 k Ω . Obvykle je analogový vstup typu LINE IN využíván pro vzájemné propojení dvou digitálních zařízení, které si posílají digitálně zpracované zvukové signály.

Manuál pro vývojový kit SHARC 21469 EZ-LITE obsahuje podrobné informace a elektronické schémata zapojení jednotlivých analogových vstupů. V případě tohoto vývojového kitu se jedná o LINE IN vstupy. Měřením bylo zjištěno, že tyto LINE IN vstupy nejsou vybuzeny přicházejícím výstupním signálem z mikrofonní vložky MCE-4000, která je zapojená do základního elektronického obvodu (obr. 63). V tomto případě je potřeba navrhnout zesilovač signálu.

Navrhovaný monofonní zesilovač vychází z naměřeného výstupního signálu mikrofonní kapsle MCE-4000. Hodnoty výstupního signálu, při zapojení jednoho mikrofonu do základního obvodu (obr. 63), byly pomocí osciloskopu naměřeny v řádech milivoltů. Rozsah napětíového vstupu pro analogově-digitální převodník AD1939 je 1,9V RMS. Z tohoto důvodu je vhodné navrhnout mikrofonní zesilovač tak, aby splňoval daný maximální vstupní rozsah.

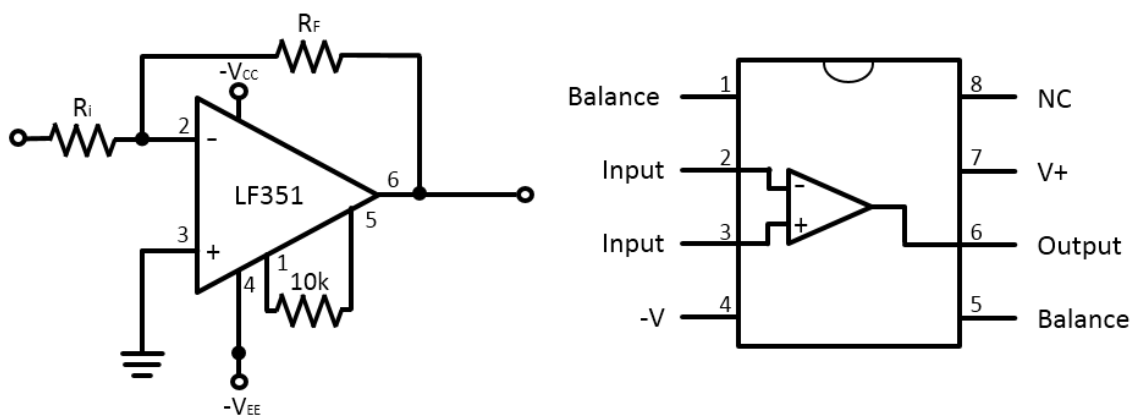
Mikrofonní zesilovač je možné vytvořit z pasivních a aktivních elektronických součástek. Nejčastěji používané aktivní elektronické součástky jsou transistory a operační zesilovače. V tomto návrhu uvažujeme použití operačního zesilovače LF351. Jedná se o unipolární operační zesilovač, který je možné použít v různých aplikacích.



Obr. 66 Operační zesilovač LF351

Tabulka 7 Parametry operačního zesilovače LF351

Počet obvodů:	1
Napájení:	$\pm 18 \text{ V}$
Strmost	13 V/us
$U_{\text{in offset}}$:	5000 uV
Šum:	$5 \text{ nV/Hz}^{0,5}$
Operační teplota:	$0 - 70^\circ\text{C}$



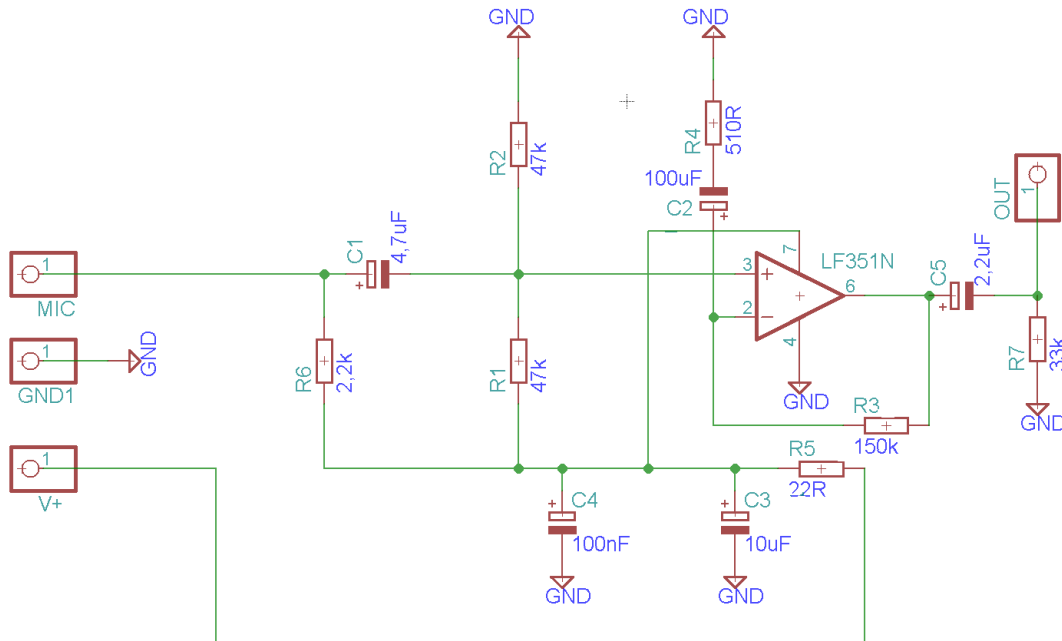
Obr. 67 Typické zapojení operačního zesilovače LF351

U navrhovaného zesilovacího obvodu je podstatné omezit zesílení šumu, který je současně zesilován s užitným signálem. Základní šum vzniká pohybem molekul a roste s narůstající teplotou. Pro operační zesilovač LF351 udává výrobce hodnotu vstupního šumového napětí $U_r = 5 \text{ nV/Hz}^{0,5}$. Úroveň šumu operačního zesilovače U_R se vypočte vynásobením šumového napětí odmocninou uvažované šířky frekvenčního pásma \sqrt{B} . Takto je možné matematicky definovat úroveň šumu operačního zesilovače jako:

$$U_R = U_r \cdot \sqrt{B} . \quad (62)$$

Uvažovaná šířka frekvenčního pásma je vzhledem k maximálnímu slyšitelnému frekvenčnímu spektru stanovena na 20 kHz . Dosazením této hodnoty do předcházející rovnice (62) vypočteme úroveň šumu operačního zesilovače jako $U_R = 0,7 \mu\text{V}$. Tato hodnota šumového napětí je zesilována společně s užitným signálem.

Obecně se předpokládá, že odstup mezi šumem a užitným signálem je dostatečně velký a šum se tak výrazně neprojevuje. Předpokládáme-li úroveň výstupního signálu nějakého mikrofону $U_{mic} = 0,5 \text{ mV}$, pak rozdíl úrovně užitého signálu a šumového je 1000x větší a to odpovídá 60dB.



Obr. 68 Navržené schéma zapojení zesilovače pro mikrofon MCE-4000

Navržené schéma mikrofonního zesilovače (obr. 68) počítá s kladným napětím, které je zajištěno pomocí děličky napětí s odpory R_1/R_2 . Mikrofon se napájí přes odpor R_6 a výstupní signál mikrofону je oddělen přes kapacitní kondenzátor C_1 . Operační zesilovač LF351 je zapojen jako neinvestující zesilovač a zesiluje vstupní napětí. Zesílení výstupního signálu operačního zesilovače je dáno zpětnou vazbou R_3 , C_2 a R_4 . Nezanedbatelný vliv na zesílení má reaktance X_C kapacitního kondenzátoru C_2 . Reaktance kondenzátoru je závislá na frekvenci a snižuje se při vysokých frekvencích. Tento jev lze matematicky popsat následovně:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} [\Omega] . \quad (63)$$

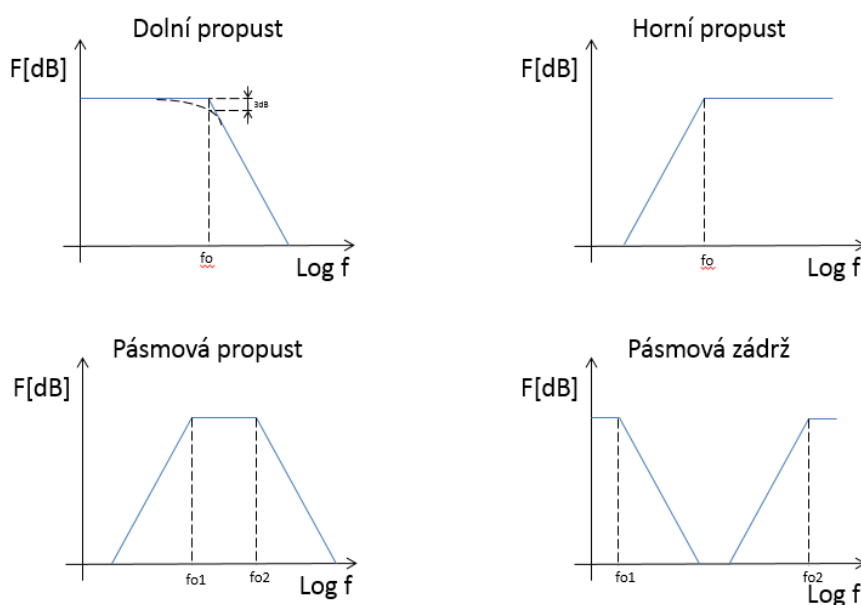
Pro zvolený kondenzátor $C_2 = 100 \mu\text{F}$ a uvažovanou nejnižší frekvenci 50 Hz dostaneme reaktanci $X_C = 16 \Omega$. Výsledné zesílení mikrofonního zesilovače je dáno vzorcem:

$$U_{vys} = U_{vst} \left(1 + \frac{R_3}{(R_4 + X_C)} \right) . \quad (64)$$

Dosažením $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 510 \text{ }\Omega$, $X_C = 30 \text{ }\Omega$ a $U_{vst} = 1 \text{ V}$ do předcházející rovnice (64) získáme maximální zesílení $U_{vys} \approx 263$. Výstupní signál je oddělen pomocí kapacitního kondenzátoru C_5 , za kterým se nachází odpor $R_7 = 33 \text{ k}\Omega$, který je natolik velký, aby jím protékal výstupní proud zesilovače.

8.4 Analogový antialiasingový filtr

Obecně jsou kmitočtové filtry navrhovány pro úpravu frekvenčního spektra měřeného signálu. Filtry jsou rozděleny na pasivní a aktivní a ty se dále rozdělují podle přenášeného frekvenčního spektra na dolní propust, horní propust, pásmovou propust a pásmovou zadrž. Pasivní filtry vykazují horší filtrovací vlastnosti a nevyrovňají se svým výkonem filtrům aktivním.



Obr. 69 Frekvenční charakteristiky základních typů filtrů

Důležitou vlastností filtrů je jeho řád, který určuje frekvenční přenos filtru. Čím větší je řád filtru, tím stoupá i strmost útlumu, ale na druhou stranu stoupá složitost takového zařízení a proto je efektivní vytvářet maximálně filtry 10. řádu. V praxi jsou nejrozšířenější filtry 2. řádu a to především z pohledu požadavků na strmost útlumu v kombinaci s náročností sestavení takového filtru.

Součástí navržené desky plošných spojů jednotlivých mikrofonů je analogový antialiasingový filtr typu dolní propust. V kapitole 5.4 je popsán prostorový aliasing, který je nežádoucí a je možné ho potlačit filtrem typu dolní propust. Ideální filtrace by byla taková, že by byly všechny nežádoucí frekvence okamžitě potlačeny, ale to není z technických důvodů realizovatelné.

U filtrů je základní charakteristikou přenosová funkce, která definuje parametry a kmitočtové charakteristiky filtru. Přenosová funkce vyjadřuje vztah mezi vstupem a výstupem lineárně časově invariantního systému. Výsledkem tohoto vztahu je racionálně lomená funkce, ve které čitatele představuje Laplaceův obraz výstupního signálu a jmenovatelem je Laplaceův obraz vstupního signálu.

$$T(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} \dots b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} \dots a_0 s^{\alpha_0}}, \quad (65)$$

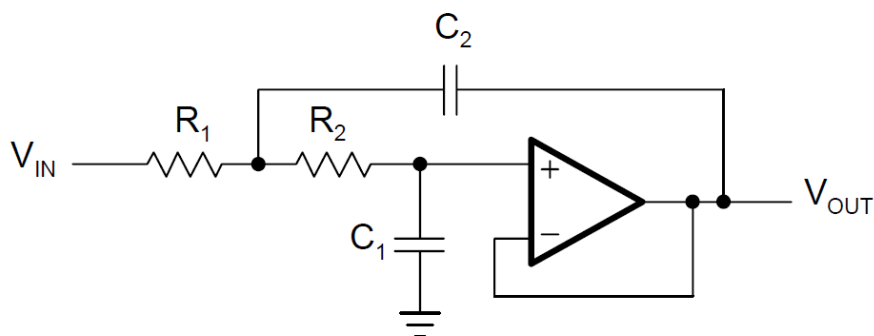
kde $\alpha_n > \alpha_{n-1} > \dots > \alpha_0$ a $\beta_m > \beta_{m-1} > \dots > \beta_0$.

Tabulka 8 Přenosové funkce jednotlivých filtrů

Typ	Řád	Přenosová funkce	Parametry filtru
Dolní propust	1	$T(s) = \frac{-2\pi f_0 G}{s + 2\pi f_0}$	G - zesílení v propustném pásmu f_0 - mezní kmitočet Q - součinitel jakosti f_z - kmitočet nuly f_p - kmitočet pólu
	2	$T(s) = \frac{4\pi^2 f_0^2 G}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + 4\pi^2 f_0^2}$	
Horní propust	1	$T(s) = \frac{Gs}{s + 2\pi f_0}$	
	2	$T(s) = \frac{Gs^2}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + 4\pi^2 f_0^2}$	
Pásmová propust	2	$T(s) = \frac{-2\pi f_0 \frac{G}{Q} s}{s^2 + \frac{2\pi f_0}{Q} s + 4\pi^2 f_0^2}$	
Pásmová zádrž	2	$T(s) = G \frac{s^2 + 4\pi^2 f_z^2}{s^2 + \frac{2\pi f_p}{Q} s + 4\pi^2 f_p^2}$	

Návrhy jednotlivých filtrů vycházejí z konkrétních topologií zapojení, které již byly navrženy. Mezi nejrozšířenější topologie patří Sallen-Key a Huelsman (Multiple Feedback Topology) zapojení.

8.4.1 Sallen-Key typologie zapojení



Obr. 70 Sallen Key typologie pro dolnoproustný filtr 2. řádu

Přenosovou funkcí dolnoproustného filtru 2. řádu typologie Sallen-Key lze popsat jako:

$$T(s) = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_0^2 + s C_1 (R_1 + R_2) \omega_0 + 1}. \quad (66)$$

Zavedení substituce:

$$a_1 = \omega_0 C_1 (R_1 + R_2), \quad (67)$$

$$b_1 = \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2. \quad (68)$$

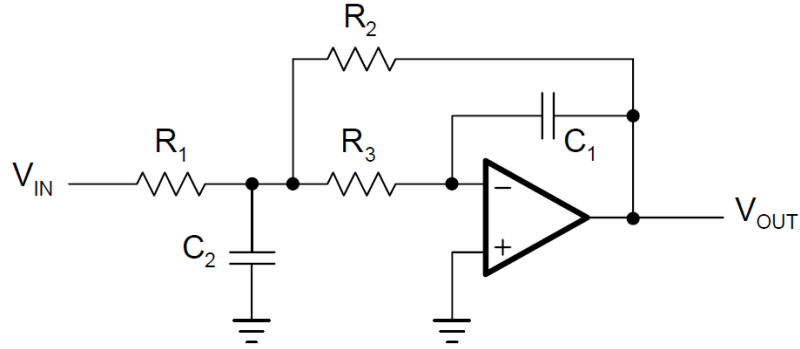
Výpočet hodnot odporů:

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \pm \sqrt{a_1^2 C_1^2 - 4 b_1 C_1 C_2}}{4 \pi f_0 C_1 C_2}. \quad (69)$$

Musí být splněna následující podmínka:

$$C_2 \geq C_1 \frac{4 b_1}{a_1^2}. \quad (70)$$

8.4.2 Huelsman (Multiple Feedback) typologie zapojení



Obr. 71 Huelsman typologie pro dolně propustný filtr 2. řádu

Přenosovou funkci dolnoproustného filtru 2. řádu typologie Huelsman lze matematicky popsat jako:

$$T(s) = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + s^2 R_2 R_3 C_1 C_2 \omega_0^2 + s C_1 \left(R_1 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) \omega_0 + 1}. \quad (71)$$

Zavedení substitute:

$$G = - \frac{R_2}{R_1}. \quad (72)$$

$$a_1 = \omega_0 C_1 \left(R_1 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right), \quad (73)$$

$$b_1 = \omega_0^2 R_2 R_3 C_1 C_2. \quad (74)$$

Výpočet hodnot odporů:

$$R_1 = \frac{R_2}{-G}, \quad (75)$$

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_1^2 - 4 b_1 C_1 C_2 (1 - G)}}{4 \pi f_0 C_1 C_2}, \quad (76)$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f_0^2 C_1 C_2}. \quad (77)$$

Musí být splněna následující podmínka:

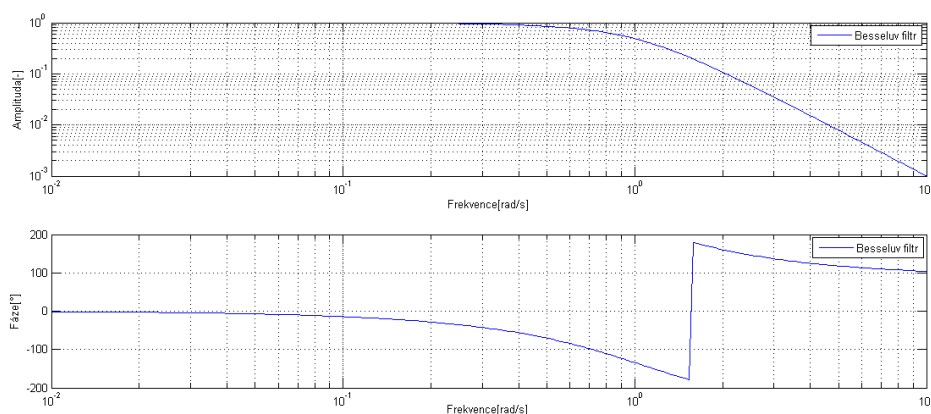
$$C_2 \geq C_1 \frac{4 b_1 (1 - G)}{a_1^2}. \quad (78)$$

8.4.3 Typy filtrů podle použité aproximace

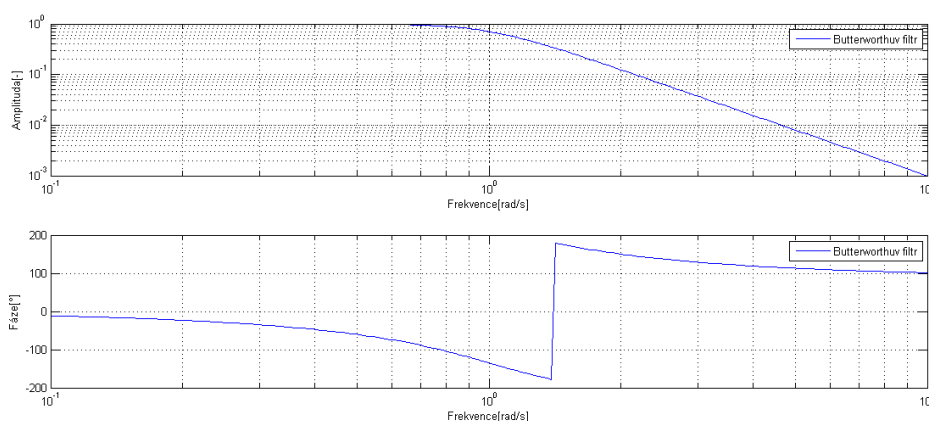
Volba vhodné aproximace je nezbytnou součástí návržení filtru a určuje jeho budoucí vlastnosti, především strmost charakteristiky a zvlnění v propustném pásmu. Obecně se uvádějí 4 základní druhy aproximací: Besselova, Butterworthova, Chebysheova a Cauerova. Besselova aproximace se vyznačuje pozvolným utlumením signálu v propustném pásmu s konstantním skupinovým zpožděním. Naproti tomu Butterworthova aproximace se vyznačuje menší strmostí přechodového pásma a řadí se mezi Besselovou a Chebyshevovou. Chebysheova aproximace obsahuje zvlnění v propustném pásmu. Cauerova aproximace se vyznačuje nejvyšší strmostí, nicméně obsahuje zvlnění v obou pásmech, které je viditelné především u přenosových funkcí vyšších řádů. Uvedené filtry se také liší ve zvlnění v propustném a nepropustném pásmu.

V Matlabu jsou namodelovány jednotlivé výše zmíněné aproximace pro dolnoprostopustné filtry. Přenosové matice byly určeny jako matice 3. řádu s ohledem na budoucí návrh analogového filtru.

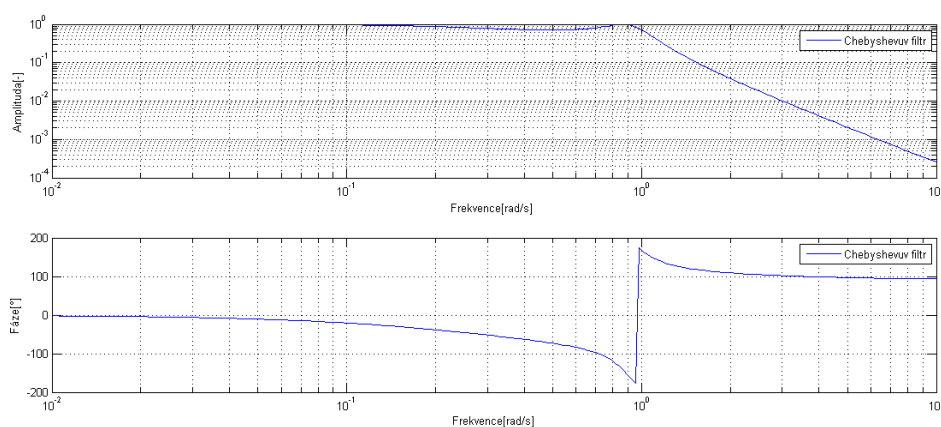
Výsledky těchto simulací jsou vykresleny ve formě grafů jejich frekvenčních a fázových charakteristik. Pomocí těchto simulací je možné ověřit a zjistit jednotlivé strmosti ve frekvenční oblasti, které určují velikost propustného pásma. Především se jedná o důležitou vlastnost budoucího navrženého analogového filtru.



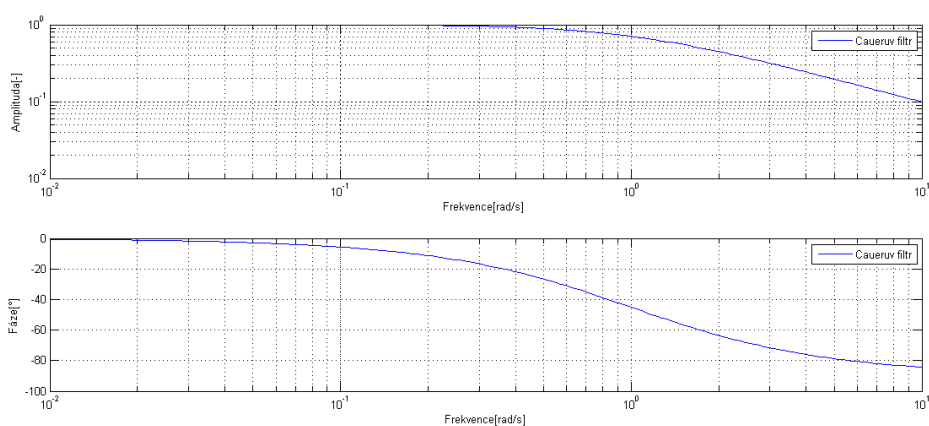
Obr. 72 Frekvenční a fázová charakteristika Besselova filtru - simulace v Matlabu



Obr. 73 Frekvenční a fázová charakteristika Buttworthova filtru - simulace v Matlabu



Obr. 74 Frekvenční a fázová charakteristika Chebyseova filtru - simulace v Matlabu



Obr. 75 Frekvenční a fázová charakteristika Cauerova filtru - simulace v Matlabu

8.4.4 Návrh analogového antialiasingového filtru

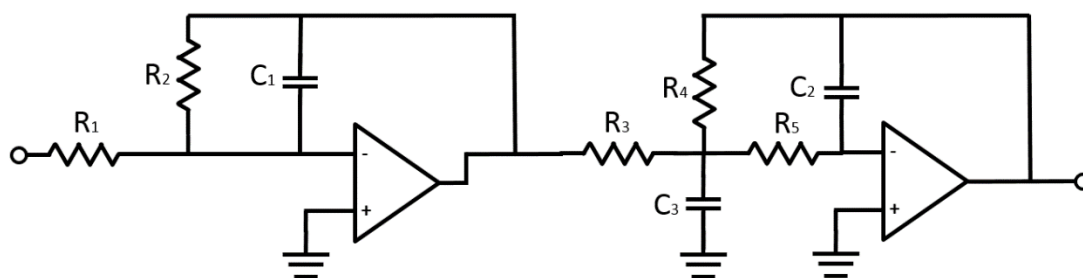
Při návrhu analogového antialiasingového filtru typu dolní propust je potřeba určit horní frekvenci, při které dojde k omezení užitého signálu. Při návrhu mikrofonního pole je uvažována nejmenší vzdálenost dvou mikrofónů $d_{12} = 0,03 \text{ m}$. Dosazením d_{12} do rovnice (5), a za předpokladu šíření zvukového signálu $c = 343 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, bude vypočtená

maximální horní frekvence $f_{max} = 5717 \text{ Hz}$. Uvážíme-li, že filtrace nenastane okamžitě na dané frekvenci, ale klesá v závislosti na řádu filtru a jeho zvolené aproximaci, pak volíme horní frekvenci filtru typu dolní propust $f_{max} = 5000 \text{ Hz}$.

Výsledný navržený analogový filtr bude vycházet z typologie zapojení Huelsmanova filtru (Multiple Feedback) a bude se jednat o dolnoproustný filtr 3. řádu aproximovaný pomocí Butterworthovy aproximace.

Při této volbě jsou zváženy všechny vlastnosti Butterworthových aproximací pro jednotlivé řády, především je brána v úvahu velikost navrhovaného elektronického obvodu a počet elektronických prvků nutných k realizaci takto zvoleného analogového filtru.

Typologie Huelsman 3. řádu (obr. 76) pro návrh analogového dolnoproustného filtru vychází z použití dvou operačních zesilovačů.



Obr. 76 Typové zapojení Huelsman 3. řádu

Mezní frekvence filtru je zvolena 5 kHz. S využitím Butterworthovy aproximace jsou hodnoty jednotlivých součástek postupně navrženy a dopočítány pomocí rovnic (75), (76) a (77). Nejdříve jsou navrženy kondenzátory série E6 a následně jsou dopočítány a navrženy hodnoty ostatních odporů.

Tabulka 9 Navržené hodnoty analogového poloproustného Butterworthova filtru 3. řádu

C1	C2	C3	R1	R2	R3	R4	R5
15n	6,8n	68n	2,2k	2.2k	1,3k	1,3k	1,6k

Důležitou součástí filtru jsou operační zesilovače. Cenově dostupný a zároveň kvalitní operační zesilovač je NE5532. Tento operační zesilovač je duální, nízko-šumový a bude použit ve formě aktivního prvku navrženého analogového filtru.



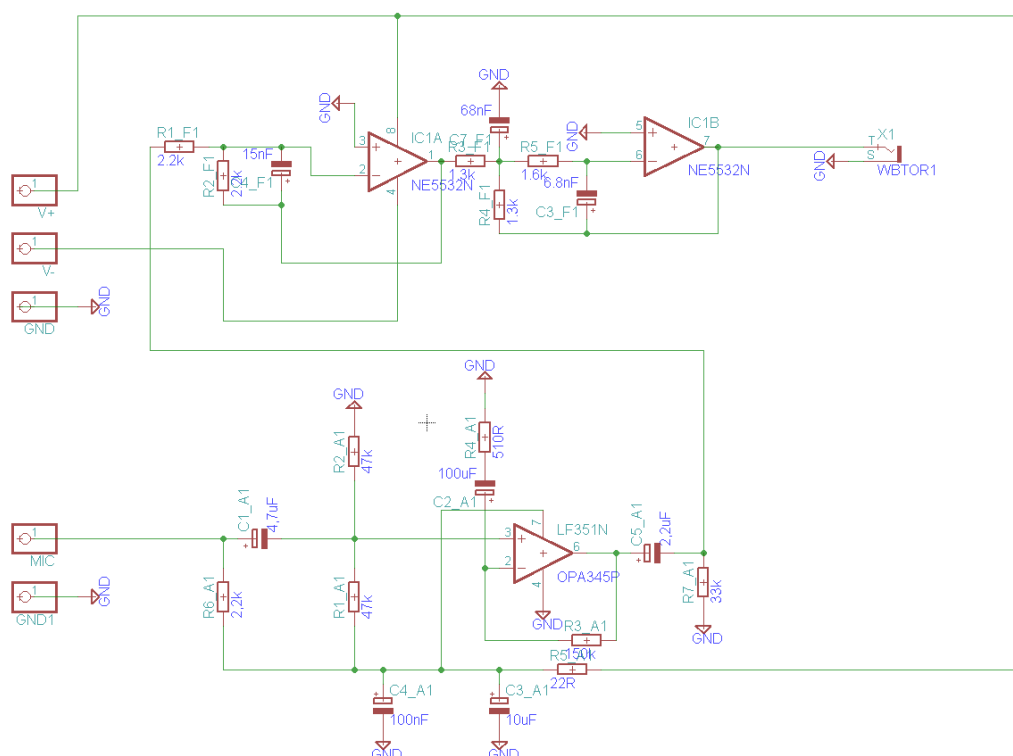
Obr. 77 Operační zesilovač NE5532

Tabulka 10 Parametry operačního zesilovače NE5532

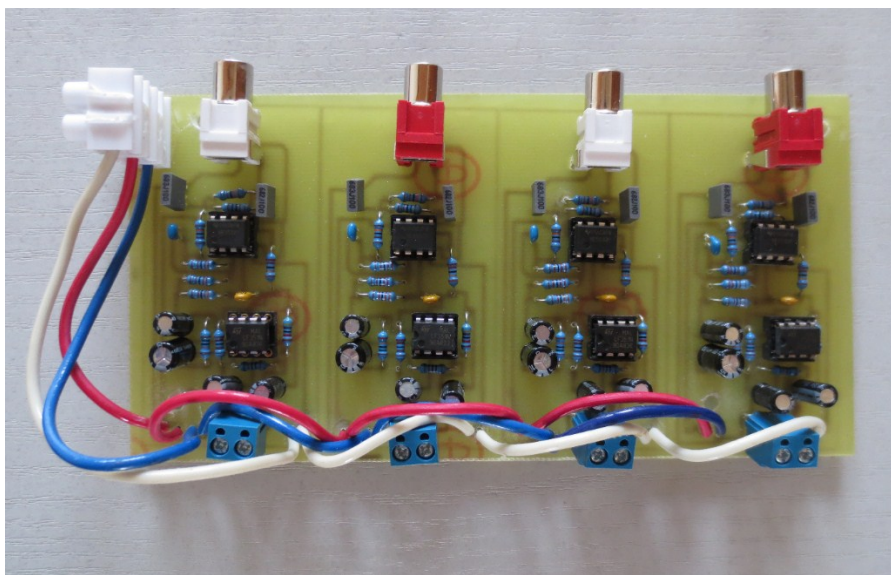
Počet obvodů:	2
Napájení:	$\pm 3 - 20 \text{ V}$
Strmost:	$9 \text{ V}/\mu\text{s}$
$U_{\text{in offset}}$:	$500 \mu\text{V}$
Šum:	$5 \text{ nV}/\text{Hz}^{0,5}$
Operační teplota:	$0-70^\circ\text{C}$

8.5 Elektronická deska se zesilovačem a filtrem analogového signálu

Spojením navrženého zesilovače a analogového filtru vznikne nový elektronický obvod, který bude použit pro každý jednotlivý mikrofon. Obvod je napájen 9 V s kladnou a zápornou polaritou. Napájení jednotlivých mikrofonů je také řešeno pomocí tohoto elektronického obvodu. Vstupním signálem do elektronického obvodu je signál z mikrofonní jednotky. Výstupem z elektronického obvodu je upravený analogový signál, který může být přes CINCH konektor připojen do jiných zařízení využívajících analogových vstupů. Z důvodu větší celistvosti bude jedna deska obsahovat 4 elektronické obvody, to znamená, že na jednu desku bude možné připojit 4 mikrofonní jednotky. Tato deska bude mít jedno kladné a záporné napájení, které bude napojeno na všechny 4 elektronické obvody. Celkem budou vyrobeny 3 elektronické desky, které umožní zesilovat a filtrovat analogové signály pro až 12 mikrofonů.

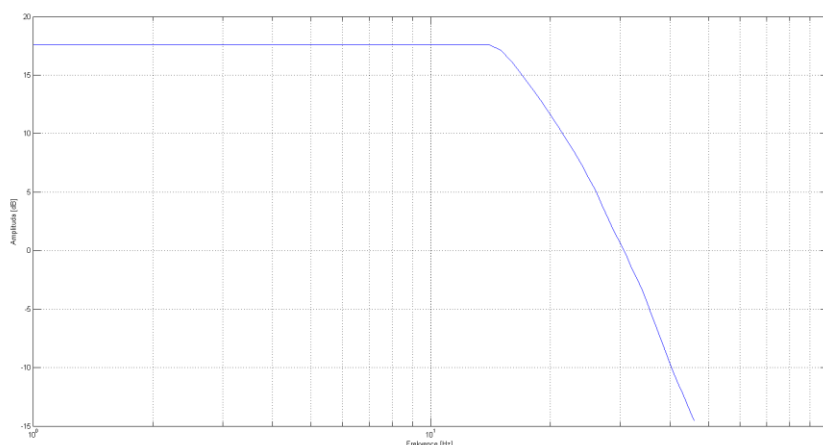


Obr. 78 Navržený elektronický obvod pro zesílení a filtraci analogového signálu



Obr. 79 Elektronický obvod pro zesílení a filtraci analogového signálu pro 4 mikrofonní jednotky

Frekvenční charakteristika elektronického obvodu byla naměřena pomocí osciloskopu Tektronix mso2024. Tento osciloskop pracuje s přesností $\pm 4 \%$ pro rozsah měření od 2 mV/div do 5 mV/div. V rozsahu od 5 mV/div do 10 mV/div pracuje tento osciloskop s přesností 3 %. Signály byly generovány na generátoru signálu Matrix technology mfg2110a, který byl připojen do vstupu navržené elektronické desky. Tímto generátorem byl generován signál sinus 1 kHz s amplitudou 25 mV. Výstup z této desky byl připojen na osciloskop, ze kterého byly vizuálně odečítány jednotlivé hodnoty. Z těchto hodnot pak byla vytvořena frekvenční charakteristika navrženého elektronického obvodu. Strmost naměřené charakteristiky je okolo 60 dB/dek.



Obr. 80 Naměřená frekvenční charakteristika elektronického obvodu se zesilovačem a analogovým filtrem

9 Nastavení a naprogramování navrženého funkčního vzorku

Jako úplně první krok zprovoznění funkčního vzorku je potřeba naprogramovat a hardwarově nastavit vývojovou desku SHARC 21469 EZ LITE, která je rozšířená o Audio EZ Extender. Kombinací těchto dvou desek získáme celkem 12 analogových audio vstupů, které jsou připraveny zpracovávat analogové signály z jakéhokoliv signálového generátoru, digitálního zařízení nebo mikrofonního pole.

9.1 Hardwarové nastavení

Po připojení Audio EZ Extenderu na vývojový kit EZ-LITE BOARD 21469 je potřeba správně nastavit jednotlivé hardwarové přepínače označené SW1-25, které se nacházejí na přední a zadní straně tohoto kitu. Těmito přepínači se nastavují jednotlivé datové trasy z digitálního audio rozhraní (DAI – Digital Audio Interface) a digitálního periferního rozhraní (DPI – Digital Peripheral Interface). Na začátku je také nutné nastavit signálovou trasovací jednotku (SRU – Signal Routing Unit). Hardwarové nastavení signálových trasovacích jednotek umožňuje flexibilní nastavení různých obousměrných signálových toků z periferních zařízení do digitálního signálového procesoru. Pro správnou funkci Audio EZ Extenderu a digitálního signálového procesu ADSP-21469 je potřeba vycházet z hardwarového manuálu pro každé jednotlivé zařízení. Detailní rozmístění přepínačů je popsáno v manuálu ADSP-21469 EZ-Board Evaluation System Manual a SHARC Audio EZ-Extender Manual.

Nejprve je potřeba zkontrolovat hardwarové nastavení zpětnovazební zvukové smyčky na EZ-LITE BOARD 21469. Jedná se o přepínače SW24-25, u kterých je potřeba nastavit hodnotu OFF. Pokud by byla nastavená hodnota ON, pak by byl výstupní signál připojen zpátky do vstupu AD převodníku. Toto zapojení je žádoucí pouze v případě, kdy jsou testovány výstupní signály generované z digitálního signálového procesoru.

Následující tabulky popisují názvy jednotlivých pinů, jejich oblast použití, napojení, číslo přepínače a jeho nastavení. Hardwarové nastavení je potřeba nastavit zvlášť pro obě desky tak, jak je doporučeno v následujících tabulkách. Tímto je zajištěno správné trasování vstupního analogového signálu do digitálního signálového procesoru.

Tabulka 11 Hardwarové nastavení DPI přepínačů pro EZ-BOARD

DPI pin	Periferní zařízení	Periferní síť	Trasovací přepínač	Nastavení
DPI_P1	SPI memory AD1939	SPI_MOSI	SW3.1	OFF
DPI_P2	SPI memory AD1939	SPI_MISO	SW3.2	OFF
DPI_P3	SPI memory AD1939	SPI_CLK	SW3.3	OFF
DPI_P4	AD1939	AD1939_CS	SW3.4	OFF
DPI_P5	SPI memory	SPI_CS	SW3.5	OFF
DPI_P6	LEDs	LED1	SW3.6	OFF
DPI_P7	Temp sensor	TEMP_SDA	SW3.7	OFF
DPI_P8	Temp sensor	TEMP_SCK	SW3.8	OFF
DPI_P9	UART	UART_TX	SW14.1	OFF
DPI_P10	UART	UART_RX	SW14.3	OFF
DPI_P11	UART	UART_RTS	SW14.3	OFF
DPI_P12	UART	UART_CTS	SW14.4	OFF

Tabulka 12 Hardwarové nastavení DAI přepínačů pro EZ-BOARD

DAI pin	Periferní zařízení	Periferní síť	Trasovací přepínač	Nastavení
DAI_P1	S/PDIF	SPDIF_OUT	SW1.1	OFF
DAI_P2	AD1939	SOFT_RESET	SW1.2	OFF
DAI_P3	LEDs	LED4	SW1.3	OFF
DAI_P4	LEDs	LED5	SW1.4	OFF
DAI_P5	AD1939	ASDATA1	SW1.5	OFF
DAI_P6	AD1939	ASDATA2	SW1.6	OFF
DAI_P7	AD1939	ABCLK	SW1.7	OFF
DAI_P8	AD1939	ALRCLK	SW1.8	OFF
DAI_P9	AD1939	DSDATA4	SW2.1	OFF
DAI_P10	AD1939	DSDATA3	SW2.2	OFF
DAI_P11	AD1939	DSDATA2	SW2.3	OFF
DAI_P12	AD1939	DSDATA1	SW2.4	OFF
DAI_P13	AD1939	DBCLK	SW2.5	OFF
DAI_P14	AD1939	DLRCLK	SW2.6	OFF
DAI_P15	LEDs	LED6	SW2.7	OFF
DAI_P16	LEDs	LED7	SW2.8	OFF
DAI_P17	LEDs	LED8	SW7.1	OFF
DAI_P18	S/PDIF	SPDIF_IN	SW7.2	OFF
DAI_P19	Push button	PB3	SW7.3	OFF
DAI_P20	Push button	PB4	SW7.2	OFF

V dalším kroku je potřeba rozhodnout jaký typ konektoru pro analogový audio vstup bude použit. Obě desky nabízejí dva typy vstupních analogových konektorů, jedná se o diferenciální konektor DB25 a RCA konektor. Toto nastavení je opět realizováno pomocí hardwarových přepínačů. Oba typy konektorů jsou napojeny na analogově-digitální

převodník AD1939. Při návrhu funkčního vzorku bylo předpokládáno použití RCA konektorů, jejichž nastavení na EZ LITE BOARD 21469 je realizováno pomocí přepínačů SW15-18.

Tabulka 13 Nastavení přepínačů analogových audio vstupů pro EZ-BOARD

Trasovací přepínač Audio IN 1 left	Trasovací přepínač Audio IN 1 right	Trasovací přepínač Audio IN 2 left	Trasovací přepínač Audio IN 2 right	Nastavení
SW15.1	SW16.1	SW17.1	SW18.1	ON
SW15.2	SW16.2	SW17.2	SW18.2	OFF
SW15.3	SW16.3	SW17.3	SW18.3	ON
SW15.4	SW16.4	SW17.4	SW18.4	OFF
SW15.5	SW16.5	SW17.5	SW18.5	ON
SW15.6	SW16.6	SW17.6	SW18.6	OFF

Předcházející parametry nastavení byly použity pro EZ-LITE BOARD 21469. Dále je potřeba správného hardwarového nastavení přepínačů pro rozšiřující vývojovou desku AUDIO EZ Extender. Opět je potřeba zkontrolovat nastavení zpětnovazební zvukové smyčky, která se nastavuje pomocí přepínačů SW1-6. AUDIO EZ Extender je osazen třemi analogově-digitálními převodníky AD1939. Všechny tyto AD převodníky jsou vybaveny dvěma přepínači pro nastavení zpětnovazební zvukové smyčky, kterou je v tomto případě potřeba nastavit na hodnotu OFF. Dalším důležitým hardwarovým nastavením jsou přepínače SW19 pro konfiguraci paměti (tabulka 14) a SW20 umožňující softwarový reset všech tří AD1939 a to přímo z desky EZ-LITE BOARD (tabulka 15).

Tabulka 14 Hardwarová paměťová konfigurace přepínačů pro AUDIO EZ Extender

Trasovací přepínač	Funkce	Nastavení
SW19.1	Write protection	ON
SW19.2	ADDR0	OFF
SW19.3	ADDR1	OFF
SW19.4	ADDR2	OFF

Tabulka 15 Hardwarové nastavení softwarových resetů pro AUDIO EZ Extender

Trasovací přepínač	Periferní síť	Nastavení
SW20.1	FLAG0	ON
SW20.2	FLAG1	OFF
SW20.3	FLAG2	OFF
SW20.4	FLAG3	OFF

Další činnost spočívá v hardwarovém nastavení typu analogového vstupního konektoru pro AUDIO EZ Extender tak, jak to bylo realizováno pro předchozí vývojovou desku. Konkrétní hodnoty nastavení jsou ukázány v následující tabulce.

Tabulka 16 Nastavení přepínačů analogových audio vstupů pro AUDIO EZ Extender

Trasovací přepínač Audio IN left	Trasovací přepínač Audio IN right	Trasovací přepínač Audio IN left	Trasovací přepínač Audio IN right	Nastavení
SW7.1	SW8.1	SW9.1	SW10.1	ON
SW7.2	SW8.2	SW9.2	SW10.2	OFF
SW7.3	SW8.3	SW9.3	SW10.3	ON
SW7.4	SW8.4	SW9.4	SW10.4	OFF
SW7.5	SW8.5	SW9.5	SW10.5	ON
SW7.6	SW8.6	SW9.6	SW10.6	OFF
SW11.1	SW12.1	SW13.1	SW14.1	ON
SW11.2	SW12.2	SW13.2	SW14.2	OFF
SW11.3	SW12.3	SW13.3	SW14.3	ON
SW11.4	SW12.4	SW13.4	SW14.4	OFF
SW11.5	SW12.5	SW13.5	SW14.5	ON
SW11.6	SW12.6	SW13.6	SW14.6	OFF
SW15.1	SW16.1	SW17.1	SW18.1	ON
SW15.2	SW16.2	SW17.2	SW18.2	OFF
SW15.3	SW16.3	SW17.3	SW18.3	ON
SW15.4	SW16.4	SW17.4	SW18.4	OFF
SW15.5	SW16.5	SW17.5	SW18.5	ON
SW15.6	SW16.6	SW17.6	SW18.6	OFF

9.2 Softwarové řešení

Po hardwarovém nastavení je potřeba správně softwarově naprogramovat desku EZ-LITE tak, aby byla deska schopná plně zpracovávat přicházející analogový signál. To je realizováno cestou digitalizace a následného uložení do paměti. Projekt bude realizován ve vývojovém prostředí VisualDSP++ jako komplexní řešení jednotlivých dílčích požadavků, které budou z důvodů lepší přehlednosti rozčleněny do souborů podle funkcionality nebo konkrétní vykonávané činnosti. Projekt bude realizován především v programovacím jazyku C, který bude místy proložen jazykem ASSAMBLER. Obecně lze konstatovat, že pro malé projekty vyžadující velký výkon je vhodnější použít programovací jazyk ASSEMBLER. Naproti tomu pro větší a komplexnější projekty je vhodné projekt vytvářet v programovacím jazyku C.

VisualDSP++ studio umožňuje vytvářet a přehledně organizovat větší projekty, které lze následně kompilovat a nahrávat přímo do digitálního signálového procesoru. Převedení a transformaci projektu do digitálního signálového procesoru je možné realizovat pomocí emulátoru. V tomto případě je použit emulátor ADDS-USB-ICE, který se připojuje na spodní část EZ-LITE desky. Po připojení ADDS-USB-ICE s EZ-LITE a PC přes USB kabel je potřeba ve VisualDSP++ studiu vytvořit softwarové připojení na daný emulátor. Pokud nedojde ke správnému připojení mezi EZ-LITE deskou a VisualDSP++ studiem, bude vygenerované výstražné okno informující o problému, který nastal při připojování a je potřeba celý proces připojení zkontrolovat a správně nastavit.



Obr. 81 Emulátor ADDS-USB-ICE [ANALOG DEVICES 2014]

Pro usnadnění vytváření projektů obsahuje VisualDSP++ vzorové příklady a hlavně hlavičkové soubory, které obsahují definice maker pro obsluhu jednotlivých zařízení. Makra jsou nastavená tak, aby jejich hexadecimální hodnota odpovídala určité adrese v daném registru. Samozřejmě je možné přistupovat přímo ke všem jednotlivých registrům přes jejich adresu v hexadecimálním tvaru, ale předdefinovaná makra tuto činnost usnadňují. Obsah všech registrů a jejich adresace je uvedena v daném manuálu pro jednotlivý typ zařízení.

9.2.1 Softwarové řešení pro zpracování signálů pomocí ADSP-21469

Při návrhu projektu, který bude řídit zpracování přicházejících zvukových signálů v digitálním signálovém procesoru, je nutné zvážit několik alternativních možností. První úvaha spočívá v tom, jak vlastně bude celý algoritmus pracovat. Je možné navrhnout algoritmus, který bude pracovat v nekonečné smyčce pořád dokola, nebo je možné navrhnout algoritmus, který provede jedno měření, uloží data do paměti a dále se již nebude

vykonávat. Nejvhodnější řešení je využití programových přerušení, která jsou již předem seřazená podle jejich priorit.

Tabulka 17 Defaultně nastavené přerušení srovnané podle jejich priority

Hodnota	Zdroj	Popisek	Přerušení
00000 (0x0)	DAIHI	DAI high priority	P0I
00001 (0x1)	SPIHI	SPI high priority	P1I
00010 (0x2)	GPTMR1I	GP Timer 0	P2I
00011 (0x3)	SP1I	SPORT1	P3I
00100 (0x4)	SP3I	SPORT3	P4I
00101 (0x5)	SP5I	SPORT5	P5I
00110 (0x6)	SP0I	SPORT0	P6I
00111 (0x7)	SP2I	SPORT2	P7I
01000 (0x8)	SP4I	SPORT4	P8I
01001 (0x9)	EPDM0I	External port DMA0	P9I
01010 (0xA)	GPTMR1I	GP Timer 1	P10I
01011 (0xB)	SP7I	SPORT7	P11I
01100 (0xC)	DAILI priority	DAI low	P12I
01101 (0xD)	EPDM1I	External Port DMA1	P13I
01110 (0xE)	DPII	DPI	P14I
01111 (0xF)	MTMI	Memory-to-Memory	P15I
10000 (0x10)	SP6I	SPORT6	P16I
10001 (0x11)	Disabled		P17
10010 (0x12)	SPILI	SPI B low priority	P18I

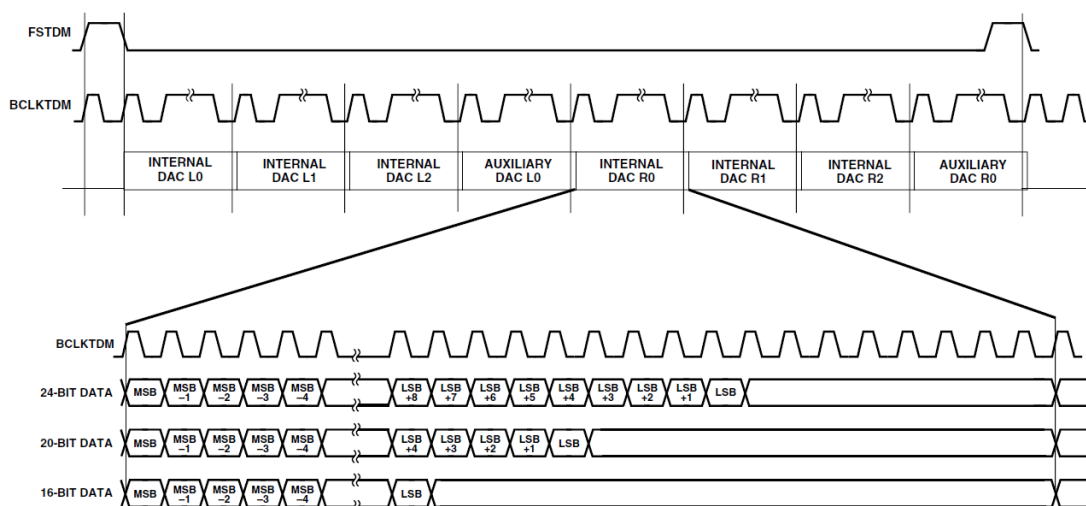
V případě povolení - odmaskování daného příznaku dojde k obslužení tohoto příznaku. Obslužení ve své podstatě znamená, že se vykoná část nebo celý algoritmus a to při vygenerování právě daného odmaskovaného příznaku. Priority jednotlivých přerušení jsou již defaultně nastaveny. Existuje také možnost softwarově přeskupit dané příznaky podle aktuálních prioritních požadavků. Celkem je možné definovat až 19 programovatelných priorit pro jednotlivá přerušení, které jsou nastavitelná pomocí registrů PICRx.

U algoritmu pro zpracování zvukových signálů bude použito přerušení pro přicházející datový tok z analogově-digitálního převodníku. V jednoduchosti to znamená, že algoritmus bude čekat na vygenerované přerušení, které nastane v případě, že analogově-digitální převodník zaplní registr pro příchozí data. Poté bude algoritmus pokračovat v daných instrukcích a zpracuje příchozí data.

Dalším aspektem navrženého softwarového řešení je volba typu formátu přenosu zvukových dat. Digitální signálový procesor ADSP 21469 nabízí širokou škálu protokolů, které jsou určeny pro přenos zvukových dat. Mezi tyto protokoly patří:

- Standartní sériový protokol.
- Left-justified (Sony formát).
- I²S (Sony/Philips formát).
- Time Division Multiplex (TDM).
- MOST.
- Right-justified.
- S/PDIF.
- EBU/AES3.

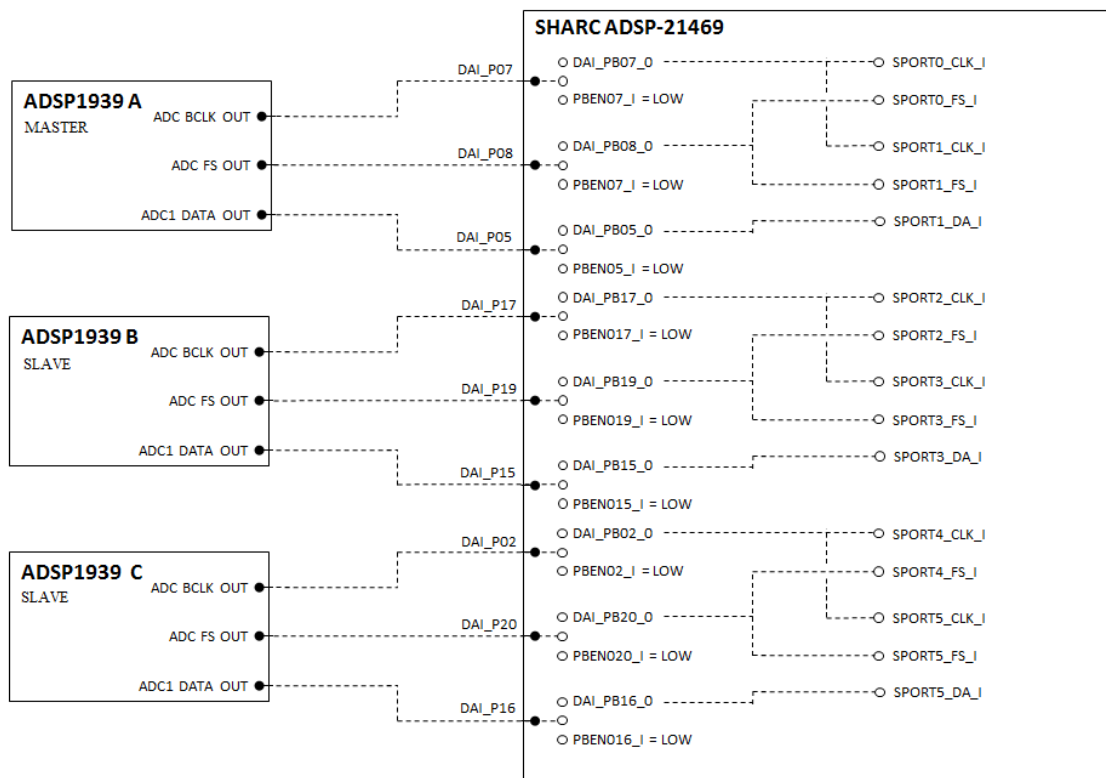
Během vykonávání algoritmu pro zpracování zvukových signálů, bude digitální signálový procesor přistupovat k datům, která budou přicházet ze tří analogově-digitálních převodníků umístěných na desce Audio EZ Extender. Jelikož se jedná o více signálů, je vhodné použít formát TDM (Time Division Multiplex), který se dá v českém jazyku nazvat jako multiplex s časovým dělením. Podstatou tohoto formátu je možnost přenosu více signálů za pomoci jednoho přenosového média. Jednotlivé signály jsou od sebe odděleny časovým intervalem, ve kterém je každý z nich aktivní nebo neaktivní.



Obr. 82 TDM formát a jeho časování [ANALOG DEVICES 2011]

Digitální signálový procesor obsahuje několik sériových pinů, které se připojují k periferním zařízením pomocí signálové trasovací jednotky. Jednotlivé signály jsou trasovány přes DAI rozhraní do sériových portů uvnitř digitálního signálového procesoru. Každý z jednotlivých DAI portů musí mít nastaven směr datového toku. Tento základní

parametr se definuje v PBEN registrech, které při nastavení hodnoty LOW určují směr toku dat do digitálního signálového procesoru. Při nastavení hodnoty HIGH je nastaven opačný datový tok, který se používá v případě použití výstupního digitálního signálu z DSP. Tento signál pak vstupuje do analogově-digitálního převodníku a poté je signál trasován v analogové formě do výstupních konektorů. V dalším kroku je potřeba trasovat signál do jednotlivých sériových rozhraní digitálního signálového procesoru. Nastavení SRU jednotky pro komunikaci mezi analogově-digitálními převodníky a digitálním signálovým procesorem je ukázán na následujícím obrázku (obr. 83).



Obr. 83 Signálové propojení AD převodníků s digitálním signálovým procesorem přes SRU jednotku

Každý analogově-digitální převodník obsahuje celkem 4 kanály určené k přenosu naměřených dat. To znamená, že pomocí protokolu TDM budou čtyři kanály z jednoho analogově-digitálního převodníku připojeny na jeden sériový pin digitálního signálového procesoru.

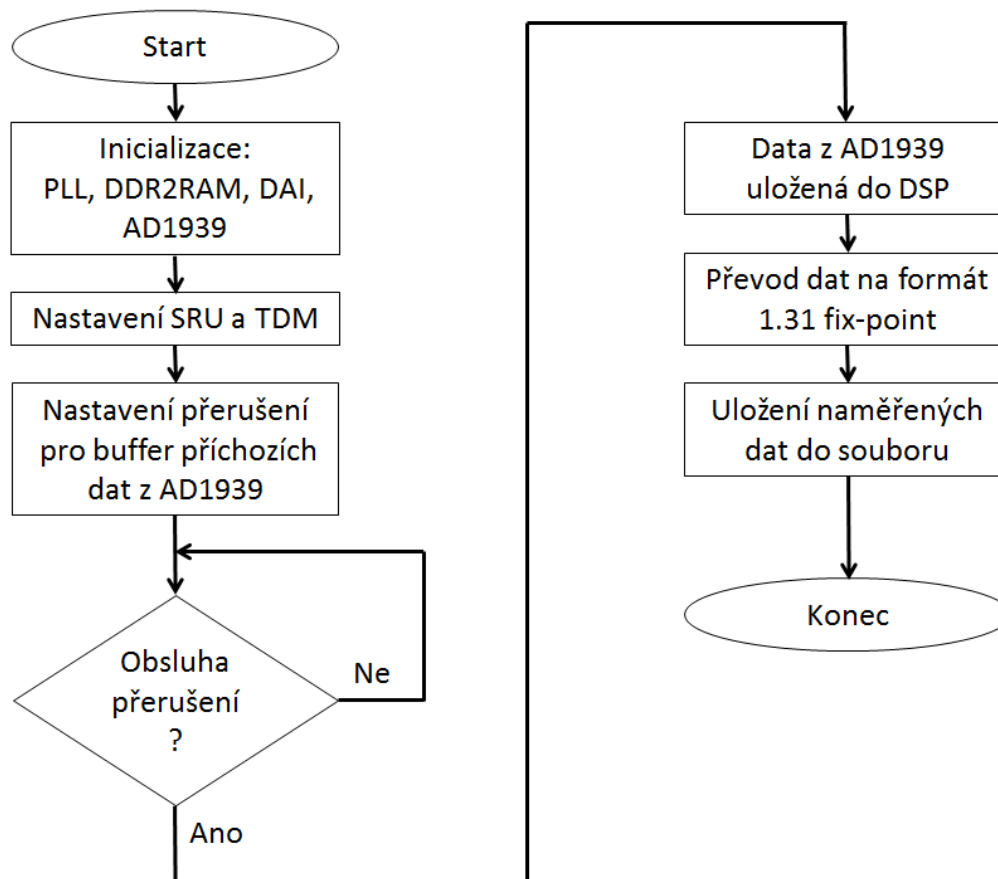
Dalším nezbytným krokem je určení hlavního – master AD převodníku, zbylé dva pak budou pracovat v režimu slave. Hlavní - master AD převodník bude řídit celý proces tak, aby všechny AD převodníky byly navzájem synchronizovány. Na začátku algoritmu bude provedena inicializace všech tří analogově-digitálních převodníků a bude provedeno

jejich nastavení na požadované hodnoty. Mezi tyto hodnoty patří již zmíněný formát přenosu, velikost bloku dat nebo velikost vzorkovací frekvence.

Softwarové řešení pro zpracování analogového signálu do digitální formy je rozděleno na jednotlivé kroky, které jsou postupně vykonávány tak, aby výsledkem byla digitalizace naměřených analogových signálů. Celý tento proces se dá shrnout do 5 po sobě následujících kroků:

- Inicializace PLL, paměti, DAI, převodníků AD1939 a sériové komunikace.
- Definice SRU jednotky a TDM protokolu.
- Odmaskování přerušení pro naplnění bufferu pro příchozí signál z AD1939.
- Zpracování signálu a převod do formátu 1.31 fix-point.
- Uložení naměřených dat do souboru.

Algoritmus tohoto procesu je ukázán v následujícím diagramu:



Obr. 84 Algoritmus zpracování analogových signálů pomocí digitálního signálového procesoru

Celkově je tedy potřeba naprogramovat jednotlivé registry digitálního signálového procesoru a periferních zařízení tak, aby bylo možné zpracovávat analogový zvukový signál do digitální formy a uložit ho v paměti digitálního signálového procesoru. To klade nároky na přehlednou organizaci zdrojového kódu a jeho rozčlenění do jednotlivých souborů sdružených pod jedním projektem. Popis jednotlivých funkcí obsažených v projektových souborech je vidět v následující tabulce.

Tabulka 18 Rozčlenění projektu pro zpracování zvukových signálů do jednotlivých souborů a jejich popis

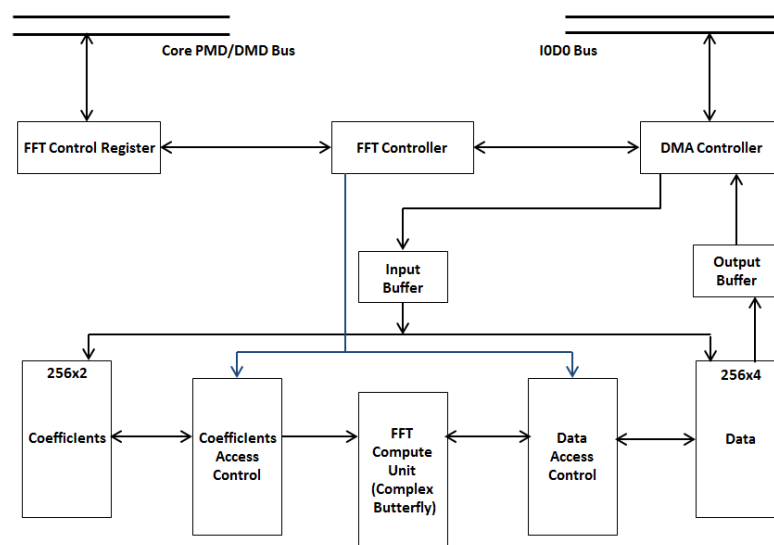
Název souboru	Popis
ad1939.h	Hlavičkový soubor definující jednotlivé registry analogově-digitálního převodníku AD1939.
ADDS_21469_EzKit.h	Hlavičkový soubor obsahující jednotlivé prototypy funkcí, velikosti přenášených blokových dat, určení počtu využitých stereo kanálů a globálních proměnných pro celý projekt.
blockProcess_audio.c	Soubor řídící datový tok vstupních zvukových signálů, konvertor příchozích dat na formát s posuvnou čárkou.
init1939AviaSPI.c	Nastavení kontrolních registrů pro AD1939-A pomocí SPI sběrnici.
init1939BviaSPI.c	Nastavení kontrolních registrů pro AD1939-B pomocí SPI sběrnici.
init1939CviaSPI.c	Nastavení kontrolních registrů pro AD1939-C pomocí SPI sběrnici.
initPLL_DDR2DRAM.asm	Nastavení přístupu do paměti.
initSPORT01_TDM_mode.c	Inicializace jednotlivých sériových portů SPORT1A-B pro DMA řetězení pro AD1939-A.
initSPORT23_TDM_mode.c	Inicializace jednotlivých sériových portů SPORT3A-B pro DMA řetězení pro AD1939-B.
initSPORT45_TDM_mode.c	Inicializace jednotlivých sériových portů SPORT5A-B pro DMA řetězení pro AD1939-C.
initSRU.c	Inicializace přístupů analogově-digitálních převodníků do DAI digitálního signálového procesoru.
main.c	Hlavní soubor volající všechny funkce a inicializace.
SPORTs_isr.c	Obsluha přerušení pro sériové porty – SPORT (0-5).

9.2.2 Softwarové řešení FFT pomocí ADSP-21469

Fast Fourier Transformation (FFT) neboli rychlá Fourierova transformace je proces převedení signálu z časové do frekvenční oblasti. Aby tyto transformace proběhly co nejrychleji a nejefektivněji, je digitální signálový procesor ADSP-21469 vytvořen tak, aby

dokázal rychle zpracovávat přicházející data pomocí FFT akcelérátoru. Tento akcelérátor pracuje nezávisle na jádru digitálního signálového procesoru a nechává tak prostor pro vykonání jiných požadovaných úloh přímo v jádru digitálního signálového procesoru. Tento akcelérátor má vlastní lokální paměť, ke které přistupuje během procesu zpracování dat. Tato paměť není zpřístupněna jádru digitálního signálového procesoru. Celý tento proces je také možné ovládat pomocí programových přerušení.

FFT akcelérátor pracuje na principu takzvané decimace v čase neboli radix-2 komplexní transformace, která je popsána v kapitole 6.1.2. Akcelérátor je navržen tak, aby mohl provádět synchronní zápis a čtení z lokální paměti do vstupních a výstupních registrů. Samotný výpočet FFT je realizován pomocí výpočetní jednotky, která je napojená na čtyři adresy pro koeficienty a šesti adres pro uložení dat v datové paměti. Po zpracování jsou data transformována do výstupního registru a poté, pomocí DMA kontroléru, jsou tyto data poskytována digitálnímu signálovému procesoru po IOD0 sběrnici. Celý FFT proces je popsán v blokovém schématu na následujícím obrázku (obr. 85).



Obr. 85 Blokové schéma FFT akcelérátoru

Samotné softwarové řešení pro využití FFT akcelérátoru vychází ze dvou řídicích a dvou statusových registrů. Power Management Control Register, který je označen jako PMCTL1, je registr pro řízení časování. Dalším registrem je Global Control Register, který je pojmenovaný jako FFTCTL1 a kterým se nastavují jednotlivé stavy, jako jsou reset, idle, reading, processing a writing a také se zde nastavuje DMA. Pro jednotlivé parametry FFT, jako například velikost nebo zpracování dat, slouží registr Control Register FFTCTL2. Jednotlivé chybové hlášení a statusy jsou obsaženy v registru MAC Status Register, označeném jako FFTMACSTAT. Akcelérátor je také vybaven jednotlivými DMA registry.

Jak již bylo zmíněno, FFT akcelerátor pracuje v pěti odlišných stavech:

Reset State – jedná se restartovací mód, který je aktivován pomocí bitu FFT_RST v registru FFTCTL1, nebo je také možné nastavit logickou nulou na vstupním pinu RESET. Jestliže dojde k aktivaci stavu Reset State pomocí nastavení FFT_RST bitu, tak samotný restart nastane po vymazání logické jedničky z tohoto bitu. Resetováním logické nuly na přivedený pin RESET dojde k resetu všech registrů a dojde také k uvolnění bitu FFT_RST. Poté dojde k uvolnění resetu a to nastavením logické jedničky na RESET pinu. Po tomto kroku přejde FFT modul do stavu IDLE, což znamená stav nečinnosti a FFT akcelerátor je připraven na další cyklus.

Idle State – je takzvaný mód nečinnosti ve kterém dochází k nastavení kontrolních registrů FFT akcelerátoru. Nastavuje se především FFT_EN pro povolení FFT procesu a dále pak FFT_START, který spouští FFT proces. Oba bity jsou součástí FFTCTL1 registru. Po tomto kroku je status změněn na READ a systém je připraven načítat data.

Read State – je mód, ve kterém FFT akcelerátor načítá data a koeficienty, ale pouze jejich počet, nikoli hodnoty. To je především z toho důvodu, že koeficienty jsou čteny pouze jednou, kdežto data přicházející v určitých intervalech jsou čtená pravidelně. Jakmile je vypočtena velikost registrů, to znamená počet hodnot, dojde k posunu FFT akcelerátoru do dalšího stavu, který se nazývá PROCESSING.

Processing State – je stav, ve kterém dochází ke zpracování přicházejících dat. FFT modul zpracovává jednotlivá data v paměti stylem nazývaným ping-pong. To znamená, že jsou v paměti vytvořeny dva buffery a střídavě se do nich zapisuje. Nejprve je využit první registr pro zápis dat, jakmile dojde k jeho naplnění, začne se plnit druhý registr a současně dochází ke zpracování dat z prvního registru. Zpracování dat se tímto urychlí a je efektivnější. Po zpracování dat do registrů dojde k automatickému přepnutí do stavu WRITE.

Write State – je mód, ve kterém jsou všechna zpracovaná data zapsána do vnitřní paměti. Po tomto zápisu dojde k automatickému přepnutí FFT akcelerátoru do stavu IDLE nebo READ v závislosti na nastavení opakování bitem FFT_RPT, který je součástí FFTCTL2 registru. Jestliže je nastavená logická jedna v bitu FFT_RPT, pak dojde k nastavení FFT akcelerátoru do stavu READ. Jestliže bit FFT_RPT obsahuje logickou nulu, pak dojde k nastavení stavu IDLE. Nastavení bitu FFT_RPT na logickou jedna je vhodné především v cyklicky se opakujících výpočtech FFT.

Při použití FFT akcelérátoru je uspořádání dat v paměti závislé na počtu prvků N transformovaných dat. Pro rozdělení FFT na malé a velké je pomyslný počet dán hodnotou 256 prvků. Tyto data lze uložit pomocí dvou možností, které se nazývají Packed Data a Unpacked Data.

Formát uložení dat pro nastavení Packed je následující:

$$RE[0], IM[0], RE[1], IM[1], \dots RE[N-1], IM[N-1] .$$

Formát nastavení Unpacked seřazuje data v pořadí nejprve reálná a potom imaginární část:

$$RE[0], RE[1], \dots RE[N-1], IM[0], IM[1], \dots IM[N-1] .$$

Pro takzvané malé FFT, kdy $N \leq 256$, je požadováno nastavení jednotlivých bufferů takto:

- Input Buffer $[2 \times N]$ - packed nebo unpacked data.
- Output Buffer $[2 \times N]$ - packed nebo unpacked data.
- Coefficient Buffer $[2 \times N]$.

Koeficienty pro takzvaný otáčecí činitel pro malé FFT jsou automaticky ukládány ve formátu:

$$\begin{aligned} &Re(CF[0]), Im(CF[0]), -Im(CF[0]), Re(CF[0]), Re(CF[1]), Im(CF[1]), -Im(CF[1]), \\ &Re(CF[1]), \\ &\dots\dots\dots \\ &Re(CF[N/2-1]), Im(CF[N/2-1]), -Im(CF[N/2-1]), Re(CF[N/2-1]) . \end{aligned}$$

Pro takzvané velké FFT, kdy $N > 256$, FFT akcelérátor funguje na principu „rozděl a panuj“. Celkem je požadováno nastavení 6 bufferů:

- Input Buffer $[2 \times N]$ (packed data).
- Special Buffer $[2 \times N]$ (takzvaný mezibuffer je užít v prvním kroku pro vertikální FFT a ve druhém kroku pro speciální provedení vertikálního bufferu se speciálními koeficienty).
- Output Buffer $[2 \times N]$ (packed data).
- Vertical Complex Coeff Buffer $[2 \times V]$ - vertikální buffer koeficientů.
- Horizontal Complex Coeff Buffer $[2 \times H]$ - horizontální buffer koeficientů.
- Special Complex Coeff Buffer $[4 \times N]$ - speciální buffer koeficientů.

Koeficienty pro takzvaný otáčecí činitel jsou v tomto případě rozděleny do 3 bufferů:

Complex Coefficient buffer pro vertikální FFT:

$$Re(CF[0]), Im(CF[0]), -Im(CF[0]), Re(CF[0]), Re(CF[1]), Im(CF[1]), -Im(CF[1]), Re(CF[1]),$$

.....

$$Re(CF[V/2-1]), Im(CF[V/2-1]), -Im(CF[V/2-1]), Re(CF[V/2-1]) .$$

Complex Coefficient buffer pro horizontální FFT:

$$Re(CF[0]), Im(CF[0]), -Im(CF[0]), Re(CF[0]), Re(CF[1]), Im(CF[1]), -Im(CF[1]), Re(CF[1]),$$

.....

$$Re(CF[H/2-1]), Im(CF[H/2-1]), -Im(CF[H/2-1]), Re(CF[H/2-1]) .$$

Special complex coefficient buffer

$$Re(SP_CF[0]), Im(SP_CF[0]), -Im(SP_CF[0]), Re(SP_CF[0]), Re(SP_CF[1]), Im(SP_CF[1]), -Im(SP_CF[1]), Re(SP_CF[1]),$$

.....

$$Re(SP_CF[N-1]), Im(SP_CF[N-1]), -Im(SP_CF[N-1]), Re(SP_CF[N-1]) .$$

kde:

$Re(CF[x])$ je reálná část komplexního koeficientu $CF[x]$,

$Im(CF[x])$ je imaginární část komplexního koeficientu $CF[x]$,

$Re(SP_CF[x])$ je reálná část speciálního koeficientu $SP_CF[x]$,

$Im(SP_CF[x])$ je imaginární část komplexního koeficientu $SP_CF[x]$.

Samotné softwarové řešení FFT pro digitální signálový procesor navazuje na již vytvořený projekt pro zpracování zvukových signálů. Realizace tohoto projektu je popsána v předchozí kapitole 9.2.1. Ve Visual DSP++ studiu bude vytvořen inicializační soubor, který bude obsluhovat FFT akcelerator a bude začleněn do již zmíněného projektu.

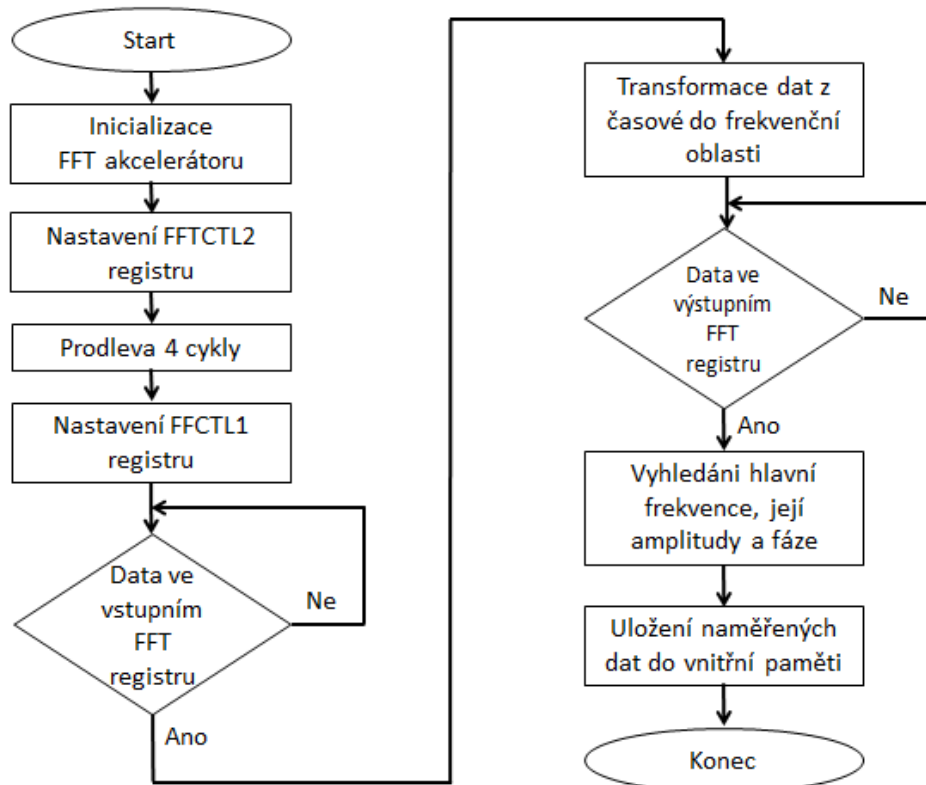
Softwarové řešení vychází z předpokladu, že budou analyzovány signály s jednou frekvenční složkou. Dále bude v návrhu uvažován předpoklad, že bude zamezeno prostorovému aliasingu. Počet prvků vstupního bufferu N určených k transformaci bude odpovídat $N = 256$, a to vzhledem k již navrženému projektu pro zpracování zvukových signálů. Algoritmus této transformace bude navazovat na okamžik, kdy digitální signálový procesor převede data z AD převodníku do digitální formy a uloží tyto data do vnitřní

paměti. Z této paměti se data přesunou do FFT akcelérátoru a dojde k transformaci dat z časové oblasti do frekvenční. Popis jednotlivých kroků pro $N = 256$ pro nastavení FFT akcelérátoru je následující:

1. Nastavení PMCTL1 registru pro FFT akcelérátor, konkrétně Bit 17, Bit 18 a FFTACCSEL bit.
2. Vyčištění registru FFTCTL2 a nastavení hodnot pro následující bity:
VDIM = $N/16$
LOGVDIM = $\text{Log}_2(N)$
HDIM = 0
LOG2HDIM = 0
FFT_RPT = 0
FFT_CPACKIN/FFT_CPACKOUT = 0
3. V následujícím kroku je potřeba vygenerovat reset pro FFT akcelérátor pomocí nastavení bitu FFT_RST a počkat 4 vykonané cykly procesoru. Prodleva čtyř cyklů je řešená pomocí příkazu v assembleru, ve kterém jsou definovány 4 příkazy „NOP“.
4. Dalším v pořadí je nastavení registru FFCTL1 na následující hodnoty:
FFT_RST = 0
FFT_EN = 1
FFT_START = 1
FFT_DMAEN = 1
FFT_DEBUG = 0
5. Konfigurace parametrů DMA pro čtení N komplexních koeficientů.
6. Konfigurace parametrů vstupního bufferu pro čtení dat z interní paměti do FFT akcelérátoru.
7. Konfigurace parametrů pro výstupní buffer.
8. Nastavení přerušení jakmile je FFT transformace dokončena.

Výsledkem transformace pomocí FFT akcelérátoru je soubor dat, která jsou rozdělená na reálné a imaginární složky. Jedná se o formát unpacked, který jako první ukládá reálné a poté imaginární hodnoty. Tento soubor dat je uložen ve vnitřní paměti digitálního signálového procesoru a připraven pro následné zpracování. V našem případě se jedná o výpočet hodnot jednotlivých frekvenčních složek (rovnice (9)) a jejich fázového posunu (rovnice (10)). Tento proces algoritmu je navržen tak, aby byla nejprve vypočtená amplituda dané frekvence, její fáze a adresa pozice v registru vnitřní paměti, na které se daná frekvenční složka nachází. V dalším kroku, to znamená pro následující frekvenci, je opět vypočtená její amplituda. Tato hodnota je následně porovnána s hodnotou, která již byla uložena ve vnitřní paměti. Pokud je vypočtená hodnota amplitudy dané frekvence vyšší, pak

dojde k uložení pozice amplitudy a její fáze do registru vnitřní paměti digitálního signálového procesoru. Jakmile dojde k porovnání všech frekvenčních složek výstupu z FFT akcelerátoru, pak získáme hodnotu amplitudy a fáze hlavní frekvence, která je obsažená v naměřeném signálu. Aby bylo možné dále pracovat s naměřenými a transformovanými daty, je vytvořen textový soubor, ve kterém jsou všechna data uložena. V dalším kroku je možné s těmito daty dále pracovat v jiných softwarových programech. Algoritmus FFT transformace je popsán v následujícím obrázku.



Obr. 86 Algoritmus transformace dat z časové oblasti do frekvenční pomoci FFT akcelerátoru

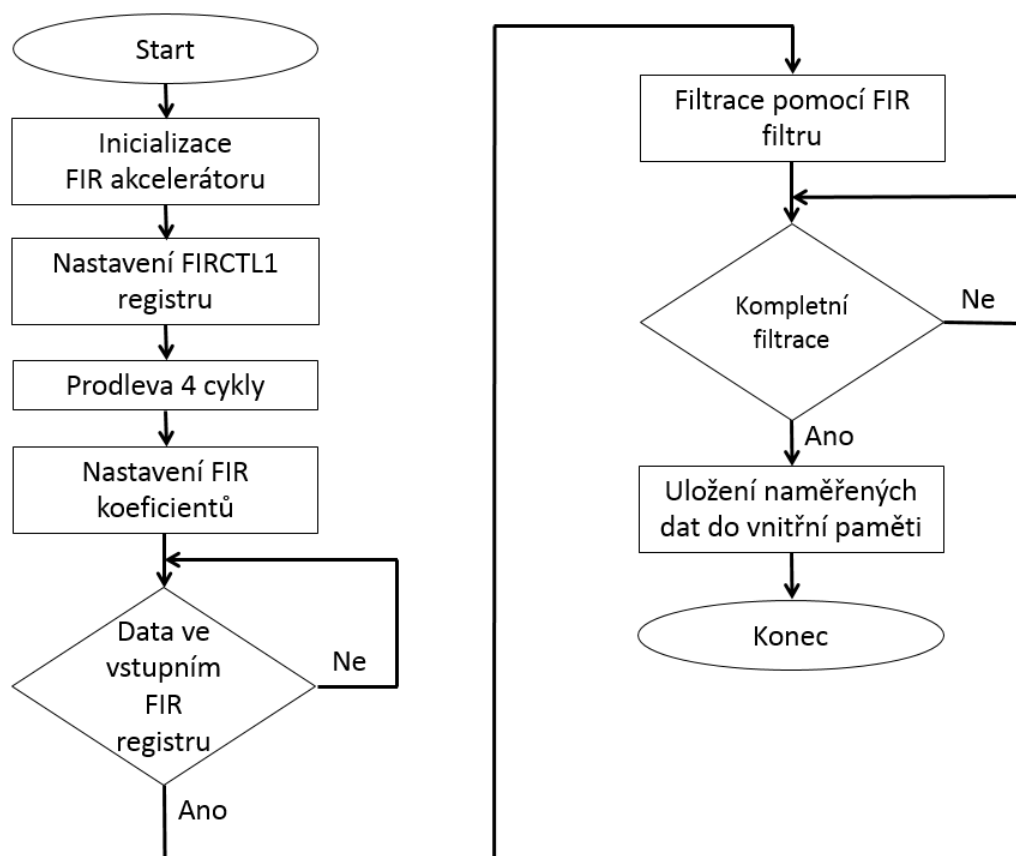
9.2.3 Softwarové řešení FIR filtru pomocí ADSP-21469

Finite Impulse Response (FIR) neboli filtr s konečnou impulsní odezvou je používán v různých aplikacích pro multifunkční zpracování nebo je užíván pro interpolaci a decimaci signálů. Všechny tyto procesy je možné použít v digitálním signálovém procesoru ADSP-21469 a to pomocí hardwarového modulu, který je schopen vykonávat tyto operace bez přímého vstupu do vlastního jádra procesoru ADSP-21469. V takovém to případě probíhají v procesoru nezávislé komplexní algoritmy a celý výpočtový proces je vykonán efektivněji z pohledu rychlejšího zpracování požadovaných příkazů. V konečném důsledku tak hardwarový FIR modul rozšiřuje výpočetní kapacitu digitálního signálového procesoru ADSP-21469. Mezi základní vlastnosti tohoto hardwarového modulu patří podpora dělení podle aritmetiky formátu s pevnou řádovou čárkou nebo s pohyblivou řádovou čárkou ve

FIR akcelerátor se skládá z následujících dílčích bloků:

1. Řadič datových cest (A Data Path Unit), který se skládá z:
 - a. Paměť 1024 bitů pro uložení koeficientů.
 - b. Paměť 1024 bitů pro uložení dat do zpožďovací smyčky.
 - c. Čtyři 32 bitové násobiče a sčítače s pevnou a pohyblivou řádovou čárkou.
 - d. Jeden 32 bitový buffer pro podporu řadiče datových cest.
 - e. Jeden 32 bitový buffer pro uložení předchozího dílčího součtu.
 - f. Jeden 32 bitový buffer pro výstup.
2. Konfigurační registr pro určení velikosti TAP, počtu datových kanálů, povolení filtru, řízení přerušení, DMA povolení, kontrolních vzorků a rozsahu.
3. Rozhraní pro přístup k jádru procesoru, zápis/čtení DMA nebo FIR konfigurace.
4. Rozhraní pro DMA transformaci dat a koeficientů.
5. Konfigurační registr DMA obsahující odkazy na místo v paměti pro vstup, výstup a koeficienty.

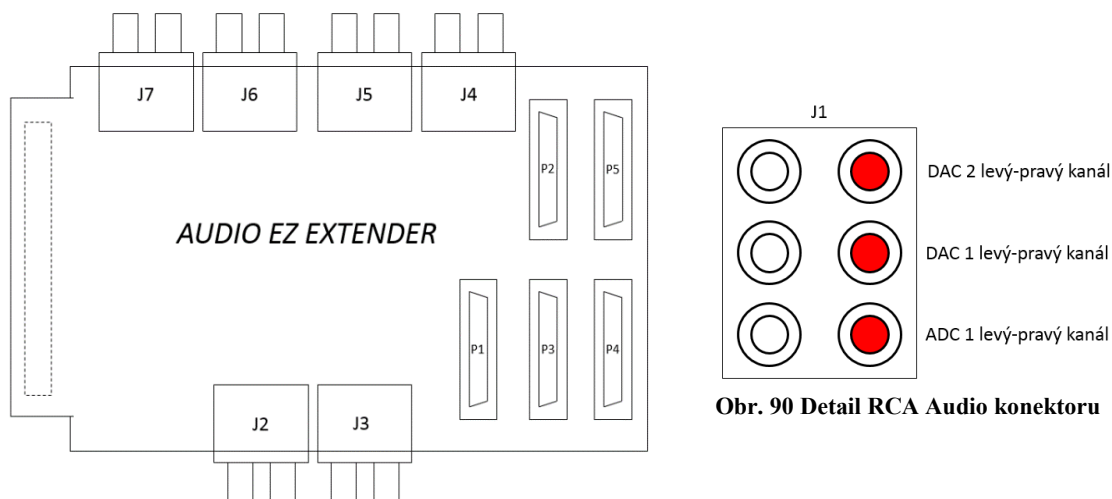
Navržený FIR filtr je uložen v obecném projektu pod názvem *FIR_Accelerator.c*. V tomto souboru jsou obsaženy inicializace a jednotlivé instrukce pro použití FIR akcelerátoru. Realizovaný FIR filtr je navržen pro vstupní signál, který obsahuje 256 vzorků a výstupním souborem dat je opět 256 vzorků obsahující výstupní buffer. Samotný filtr je 10. řádu. Během inicializace FIR akcelerátoru jsou nejdříve mapované DMA přerušení. Jakmile je vstupní buffer naplněný daty, dojde k vykonání procesu, který aplikuje FIR filtraci na vstupní data. Po ukončení tohoto procesu je vygenerováno přerušení a dojde k přepisu dat ve výstupním bufferu. Celý algoritmus tohoto FIR procesu je ukázán v následujícím obrázku (obr. 88).



Obr. 88 Algoritmus zpracování signálu pomocí FIR filtrace

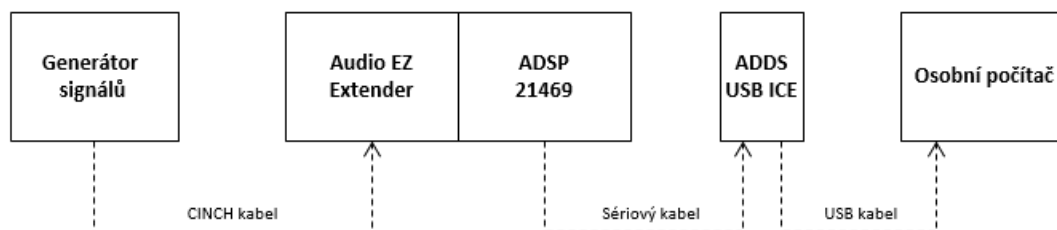
9.3 Testování analogových vstupů na EZ-LITE BOARD

EZ-LITE BOARD 21469 obsahuje v základním vybavení 4 analogové vstupy, které jsou realizovány přes CINCH a DB25 konektory. Tyto konektory jsou obsluhovány z analogově-digitálního převodníku AD1939, který je součástí vývojové desky EZ-LITE BOARD 21469. Rozšířením vývojového kitu o další desku Audio EZ Extender je získáno celkem 12 analogových vstupů, které jsou připojeny na tři analogově-digitální převodníky AD1939. Jednotlivé analogové vstupy jsou barevně rozlišeny. Levý vstup má barvu bílou a pravý barvu červenou. Celý princip zpracování analogových signálů, včetně hardwarového a softwarového nastavení, je popsán v předcházejících kapitolách 9.2 a 9.3.



Obr. 89 Rozdělení konektorů na Audio EZ Extender desce

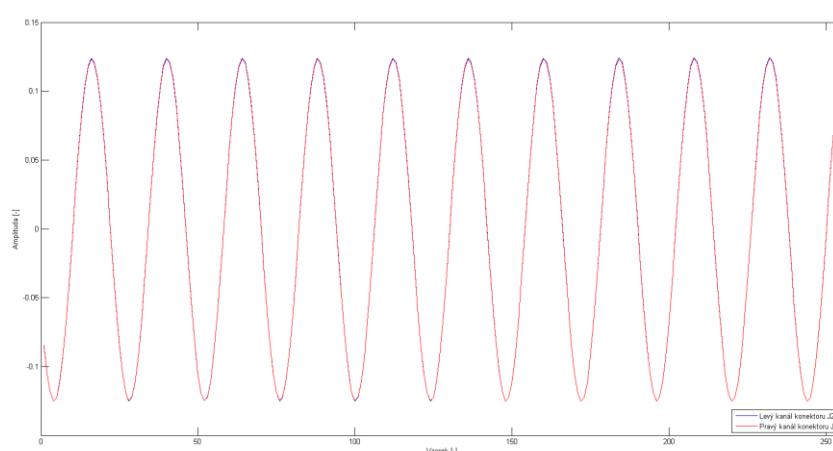
Ověření zapojení a zpracování jednotlivých vstupů bylo provedeno pomocí testovacího měření. Vstupní testovací signály byly generovány pomocí generátoru Matrix technology mfg2110a. Toto zařízení generovalo signál o frekvenci 1 kHz s amplitudou 0,1 mV. Nastavení vzorkovací frekvence analogového vstupu bylo 24 kHz a naměřený signál byl ukládán do bufferů skládajících se z 256 vzorků. Generátor signálu byl připojen do CINCH vstupů na rozšiřujícím modulu Audio EZ Extender. Referenčním vstupem byl určen analogový vstup číslo 1, který se nachází na RCA Audio konektoru J2 (obr. 89). S tímto referenčním vstupem se porovnávaly naměřené hodnoty ostatních analogových vstupů. Porovnávané vstupní signály byly vybrány z RCA AUDIO konektorů označených jako J2 až J7. Po zpracování naměřených signálů v ADSP 21469 byly data poslána přes emulátor ADDS-USB-ICE do osobního počítače. Zde jsou tyto data uložena do souboru a následně je možné tyto data dále analyzovat.



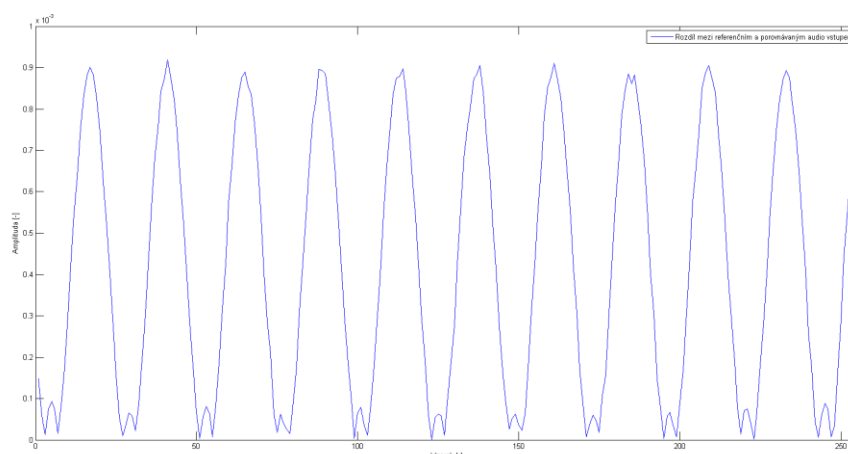
Obr. 91 Blokové schéma testování jednotlivých analogových vstupů

Při prvním měření je generovaný signál napojen do referenčního bílého a pravého červeného vstupu na konektoru J2. Oba tyto vstupy obsluhuje analogově-digitální převodník AD1939 A. V tomto případě jsou očekávány dvě naprosto stejné křivky, které by v ideálním případě neměly mít žádnou vzájemnou odchylku. Především by pak měly mít vrcholy

amplitud ve stejném naměřeném vzorku. Na první pohled není v grafu (obr. 92) patrný žádný rozdíl mezi naměřenými daty z levého referenčního a porovnávaného pravého vstupního kanálu. Avšak bližším porovnáním jejich absolutních hodnot zjistíme odchylky, které jsou patrné v následujícím grafu (obr. 93). Tyto odchylky mají řádově hodnotu 10^{-3} a oproti naměřeným hodnotám to odpovídá odchylce okolo 1%. Tato odchylka je malá a při splnění podmínky, že vrcholy amplitud obou naměřených hodnot se nacházejí na stejných vzorcích, lze tyto dva vstupní kanály prohlásit za použitelné pro navrhovaný funkční vzorek. Naměřené odchylky jsou způsobeny kondenzátory a odpory, které se nacházejí za vstupními konektory digitálního signálového procesoru a jsou dále připojeny k analogově-digitálnímu převodníku AD1939 A.



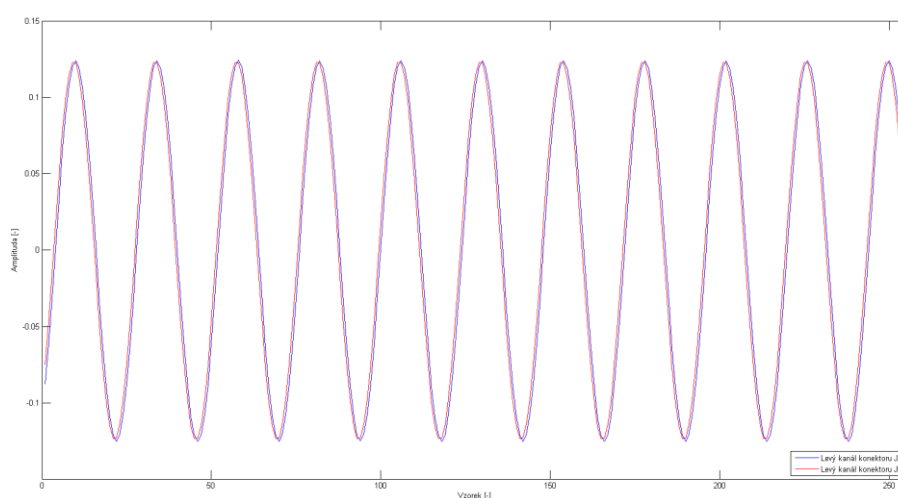
Obr. 92 Naměřený sinusový signál 1 kHz na levém a pravém audio vstupu konektoru J2



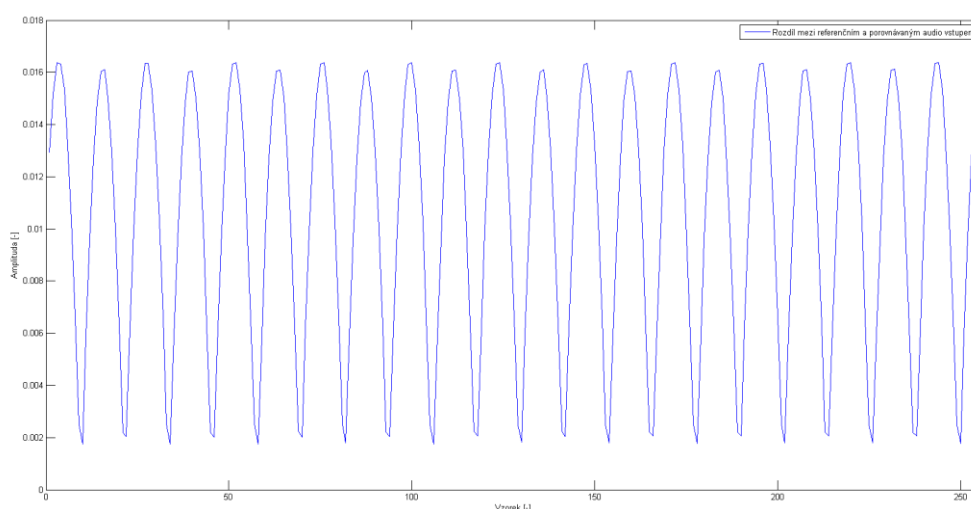
Obr. 93 Naměřené odchylky levého a pravého vstupu na konektoru J2

Další dílčí měření referenčního analogového vstupu s ostatními vstupy ukázalo mírné odchylky naměřených dat u porovnávaných analogových vstupů. Největší naměřená odchylka byla zaznamenána při porovnání referenčního analogového vstupu s levým bílým

audio vstupem na konektoru J5. Při použité vzorkovací frekvenci 24 kHz, jsou vidět patrné rozdíly v naměřených hodnotách obou porovnávaných analogových vstupů (obr. 94). Při zvýšené vzorkovací frekvenci 96 kHz je také možné pozorovat zašumělý signál, který je naměřen analogovým digitálním převodníkem AD1939 B. Tento bílý analogový vstup na konektoru J5 vykazuje nepřesné měření, odpovídá sice tvaru generovaného analogového signálu, ale obsahuje fázové zpoždění a šumy. Nejvyšší naměřené odchylky jsou okolo 10 %, což je z pohledu budoucího přesného měření velice nežádoucí. Tato nepřesnost je dána vnitřní hardwarovou strukturou, která se nachází mezi RCA vstupem a digitálním analogovým převodníkem AD1939 B a kterou nelze efektivně odstranit. Z tohoto důvodu nebude tento RCA vstup součástí budoucího navrženého funkčního vzorku.



Obr. 94 Naměřený sinusový signál 1kHz na levém audio vstupu konektoru J2 a levém audio vstupu konektoru J5



Obr. 95 Naměřené odchylky levého audio vstupu konektoru J2 a levého audio vstupu konektoru J5

Následující tabulka 19 ukazuje vzájemné odchylky naměřených signálů na jednotlivých audio vstupech vzhledem k referenčnímu audio vstupu. Referenčním audio vstupem byl zvolen levý audio vstup (bílá barva CINCH konektoru) na konektoru J2 (obr. 89). Z předcházejících grafů je patrné, že maximální odchylky mezi referenčním a porovnávaným audio vstupem se nachází na kladném maximu naměřené sinusové amplitudy. S klesající hodnotou amplitudy do záporných hodnot se odchylky zmenšují. Tento jev je způsoben operačním zesilovačem umístěným v elektronickém obvodu za každým audio vstupem. Nepatrný vliv na odchylku má také převod naměřených dat do digitálního formátu 1.31, který je však nejvhodnější pro zpracování dat digitálním signálovým procesorem ADSP-21469.

Tabulka 19 Výsledky měření odchylek, měření s referenčním levým audio vstupem na konektoru J2

Konektor a audio kanál	Nejnižší odchylka	Nejvyšší odchylka	Průměrná odchylka	Vhodnost využití
J2 – Pravý Audio kanál	0,000001	0,000919	0,000423	ANO
J3 – Levý Audio kanál	0,001021	0,001651	0,001339	ANO
J3 – Pravý Audio kanál	0,001682	0,002402	0,002037	ANO
J4 – Levý Audio kanál	0,000004	0,001290	0,000692	ANO
J4 – Pravý Audio kanál	0,000795	0,001148	0,000963	ANO
J5 – Levý Audio kanál	0,001740	0,016380	0,010505	NE
J5 – Pravý Audio kanál	0,000890	0,001015	0,000948	ANO
J6 – Levý Audio kanál	0,001221	0,001431	0,001324	ANO
J6 – Pravý Audio kanál	0,000001	0,000368	0,000172	ANO
J7 – Levý Audio kanál	0,000082	0,002149	0,000975	ANO
J7 – Pravý Audio kanál	0,000286	0,001983	0,001124	ANO

Teoreticky by se daly odchylky jednotlivých analogových vstupů eliminovat pomocí určité kompenzační rovnice, ale opakovaným měřením byly zjištěny rozdílné odchylky, které však korespondovaly s naměřenou odchylkou okolo 1%. Tímto poznatkem se upustilo od použití jakékoliv kompenzační techniky. Další zřejmý poznatek v tabulce 19 je již zmiňovaný levý audio vstup na konektoru J5 a ukazuje na velkou naměřenou odchylku oproti ostatním měřeným audio vstupům. Z celkových 12 testovaných audio vstupů je 11 vhodných k použití. Audio vstup označený jako J5 je nevhodný vzhledem k velkým naměřeným odchylkám oproti referenčnímu vstupu J2.

10 Základní měření na funkčním vzorku

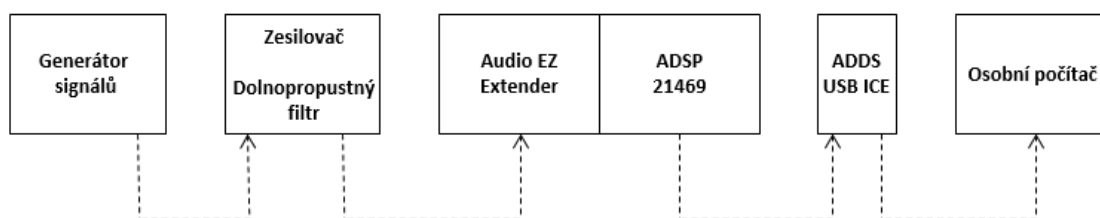
Jednotlivá měření jsou realizována na vytvořeném funkčním vzorku, který je blíže popsán v předcházejících kapitolách. Nejdříve jsou testovány jednotlivé desky, které jsou osazeny elektronickým obvodem s analogovým zesilovačem a dolnoproustným filtrem. Vstupní signál je v tomto případě generován signálovým generátorem Matrix technology mfg2110a. Následující měření probíhá na funkčním vzorku, který je vybaven mikrofonním polem a který snímá reálné zvukové signály vycházející z reproduktoru. V těchto měřeních je kladen důraz na analýzu vlastností a přesnosti celé soustavy funkčního vzorku v závislosti na umístění mikrofónů v poli, vzdálenosti a natočení tohoto pole ke zdroji akustických signálů.

10.1 Test navrženého zesilovače a dolnoproustného filtru

V tomto testu je potřeba zjistit, zdali všechny elektronické obvody mají totožný výstupní signál při stejném počátečním vstupním signálu. Nejprve se testovaly jednotlivé desky. Každá jedna deska obsahuje čtyři elektronické obvody a každý tento obvod je konstruován jako analogový zesilovač s dolnoproustným filtrem (obr. 79). Detaily a popis jsou obsaženy v kapitole 8.5.

Celkem byly vytvořeny tři elektronické desky pro dvanáct vstupů a výstupů. Deska označena číslem 1 obsahuje elektronické obvody 1 až 4, deska číslo 2 obsahuje elektronické obvody 5 až 8 a poslední deska obsahuje elektronické obvody označené čísly 9 až 12. Nejprve se měřily výstupy z jedné desky a následně došlo k porovnání všech tří desek najednou. Jednotný analogový signál pro všechny vstupy byl vytvářen pomocí generátoru signálu Matrix technology mfg2110a, který je připojen do patřičných vstupů zesilovače jednotlivých elektronických obvodů. Signál nejprve projde zesilovací částí a následně dolnoproustným filtrem, který má hodnotu propusti navrženou na frekvenci 5 kHz. Analogové výstupy z elektronických obvodů jsou pomocí CINCH kabelu vedeny do vstupů digitálního signálového procesoru a následně jsou převedeny do digitální formy a uloženy v souboru pro další analýzu.

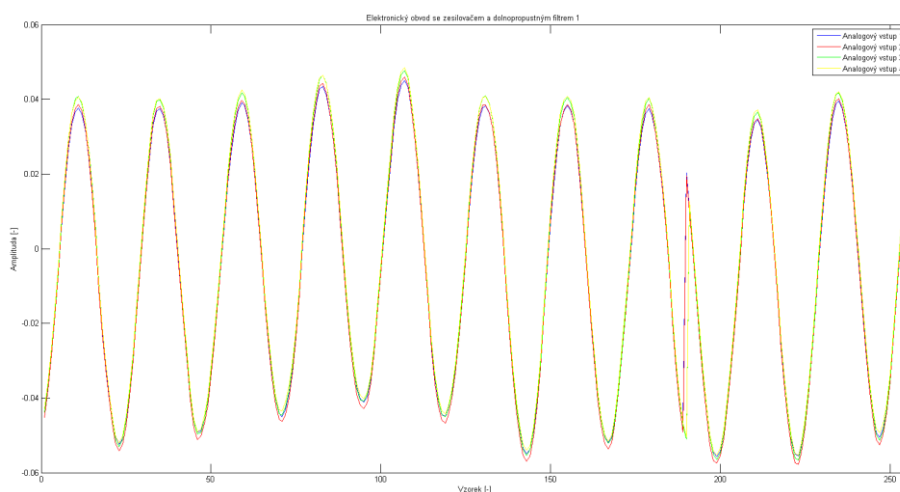
Blokové schéma tohoto měření je prezentováno na následujícím obrázku (obr. 96). Detailní zpracování tohoto procesu je popsáno v kapitole 9.



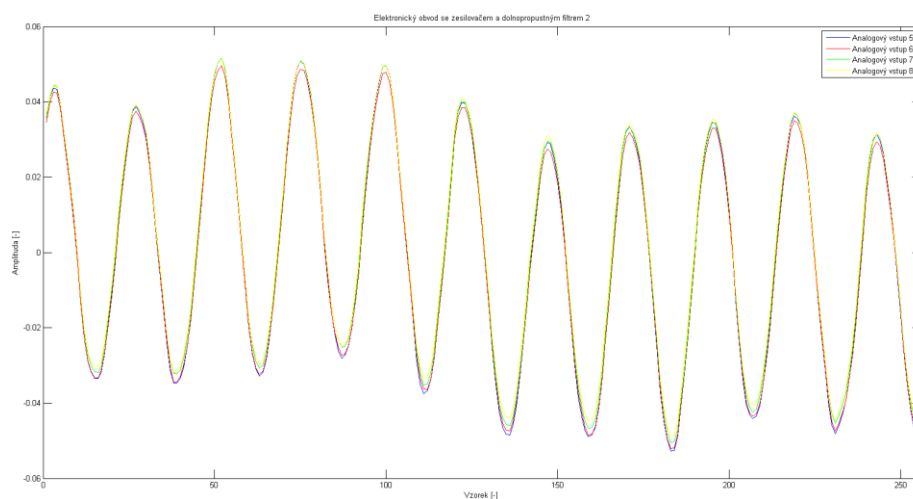
Obr. 96 Blokové schéma měřicí soustavy pro testování elektronických obvodů se zesilovači a dolnoproustnými filtry

Během testování byl použit generátor signálů Matrix Technology mfg2110a pomocí kterého byl generován signál 1 kHz s amplitudou 0,1 mV. Vzorkovací frekvence snímaného signálu byla 24 kHz. Počet vzorků jednoho bloku naměřených dat byl roven 256. Postupně byly testovány elektronické obvody všech tří navržených elektronických desek.

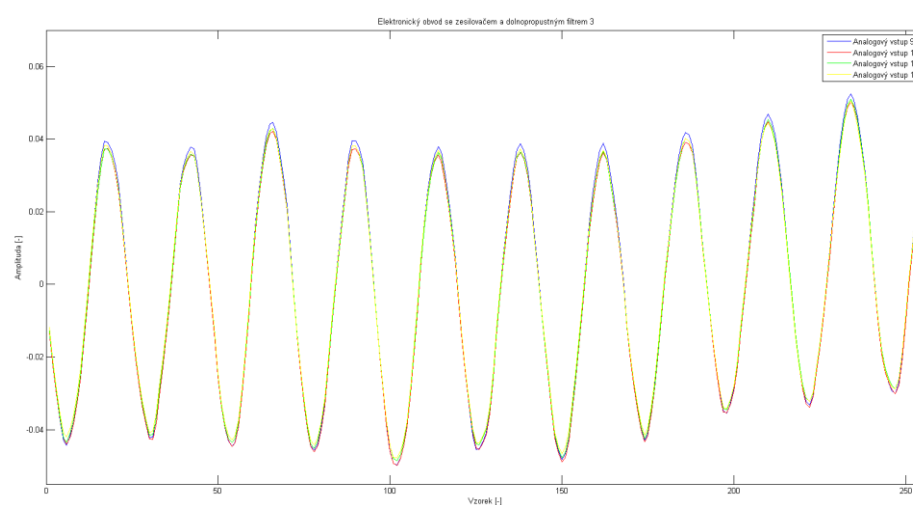
Z výsledných grafů (obr. 97, obr. 98, obr. 99 a obr. 100) je patrná mírná odchylka v naměřených hodnotách pro výstupy z jednotlivých elektronických obvodů. Tato odchylka je dána použitými součástkami, jako jsou například odpory a kondenzátory. Dalším rušivým elementem, který se musí vzít na vědomí, je samotný proces zpracování analogového signálu do digitální formy pomocí analogově-digitálních převodníků a digitálního signálového procesoru. Zjištěná naměřená odchylka se projevuje ve vzájemném posunutí středních hodnot jednotlivých amplitud. Velice pozitivní zjištění tohoto měření je, že naměřené amplitudy nemají vzájemný fázový posun, to znamená, že jejich vrcholy amplitud jsou naměřeny na stejném vzorku.



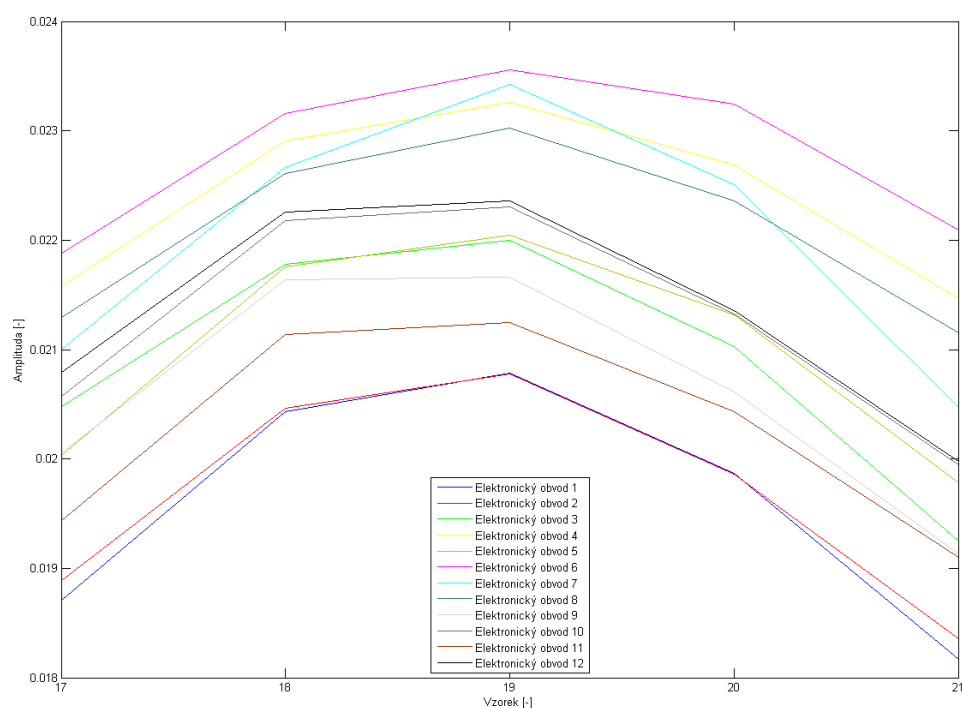
Obr. 97 Naměřené hodnoty na elektronické desce číslo 1 pro elektronické obvody 1 až 4



Obr. 98 Naměřené hodnoty na elektronické desce číslo 2 pro elektronické obvody 5 až 8

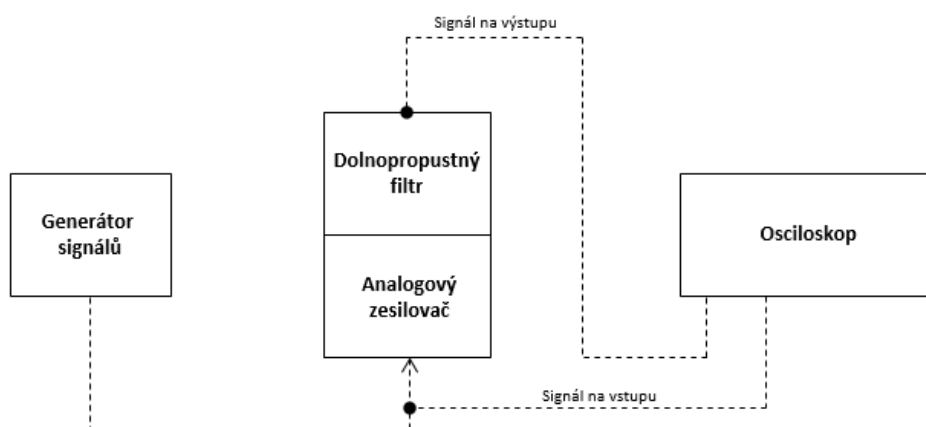


Obr. 99 Naměřené hodnoty na elektronické desce číslo 3 pro elektronické obvody 9 až 12



Obr. 100 Detail kladné části naměřených amplitud pro všechny elektronické obvody

V další části testování elektronických obvodů se zesilovači a filtry byl testován fázový posuv mezi vstupním analogovým signálem připojeným do zesilovací části a upraveným analogovým signálem, který vycházel z filtru jako výstupní signál celého elektronického obvodu. Ze signálového generátoru Matrix technology mfg2110a byl generován signál o frekvenci 1 kHz s amplitudou 0,5 mV, který byl připojen do vstupu jednotlivých elektronických obvodů. Tento signál nejprve projde zesilovací částí. Po zesílení je signál napojen do druhé části elektronického obvodu - dolnoproustného filtru, ze kterého je vyveden pomocí CINCH konektoru. Vzhledem k použití mnoha elektronických součástek, především pak kondenzátorů, se předpokládá určité fázové zpoždění signálů mezi vstupem signálu do zesilovače a následným výstupem z dolnoproustného filtru. Pomocí osciloskopu Tektronix mso2024 byly naměřeny analogové signály na vstupu do zesilovače a potom na výstupu z celého elektronického obvodu. Blokové schéma tohoto měření je ukázáno na dalším obrázku.

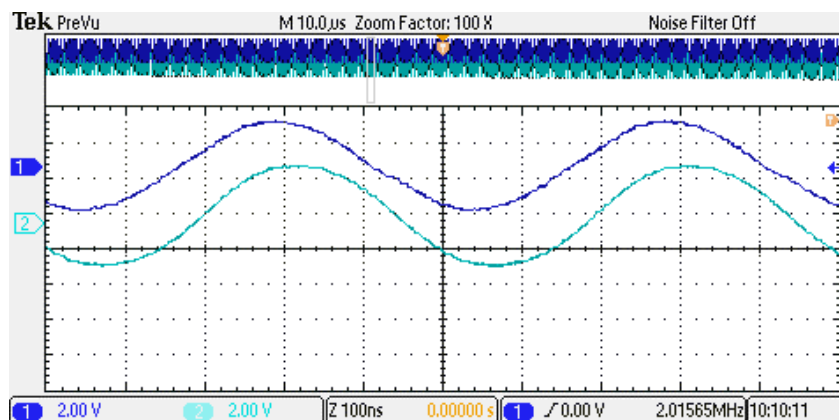


Obr. 101 Blokové schéma použité při měření fázového posunu mezi vstupem a výstupem elektronického obvodu

Osciloskop Tektronix mso2024 umožňuje vytvořit snímek aktuálního měřeného průběhu a uložit ho do souboru v obrazovém formátu. Z takto vytvořeného snímku aktuálního průběhu měření je možné určit fázový posun mezi vstupem signálu do elektronického obvodu a výstupem z elektronického obvodu.

Naměřená data na dalším obrázku (obr. 101) ukazují vstupní a výstupní analogové signály na měřeném na vstupu a výstupu elektronického obvodu. Konkrétně se jedná o první elektronický obvod, který se nachází na desce označené číslem jedna. První modrá křivka ukazuje hodnoty, které jsou naměřeny osciloskopem Tektronix mso2024 na vstupu do analogového zesilovače. Druhá křivka pak ukazuje naměřené hodnoty na výstupu z dolnoproustného filtru. Poměr fázového posuvu mezi vstupem a výstupem byl pro

jednotlivé elektronické obvody stejný a to kolem 4 μs . Vzniká tedy prokazatelný fázový posun mezi signálem vystupujícím ze zesilovače a signálem vystupujícím z dolnoproustného filtru.



Obr. 102 Naměřený fázový posun mezi vstupním a výstupním analogovým signálem pomocí osciloskopu Tektronix mso2024

10.2 Test základních vlastností měřicí soustavy

Tento test je zaměřen na zpracování zvukového signálu pomocí mikrofonního pole, na které dopadá akustická rovinná vlnoplocha. Aby bylo možné uvažovat tuto rovinnou vlnoplochu, je předpokládáno, že akustický zdroj je v dostatečné vzdálenosti od mikrofonního pole. V tomto případě je zajištěn dopad akustické vlnoplochy na mikrofonní pole pod stejným úhlem.

Analýza naměřených dat vychází z lineárního mikrofonního pole o maximálním počtu tří mikrofónů. Nejprve jsou mikrofony rozmístěny vedle sebe a jejich rozteč odpovídá jejich průměru. Následně jsou provedena měření s různou vzdáleností akustického zdroje od mikrofonního pole. Nakonec jsou mikrofony od sebe vzdáleny o konstantní hodnotu a zdroj akustického signálu je umístěn kolmo na jeden z krajních mikrofónů.

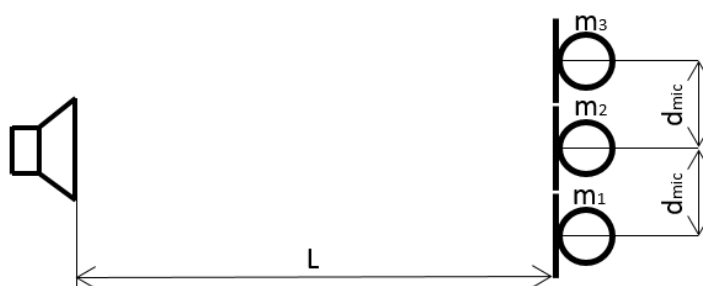
Vzhledem k tomu, že se předpokládá generování zvukového signálu o konstantní frekvenci, tak rozmístění jednotlivých mikrofónů v mikrofonním poli bude realizováno s ohledem na zamezení prostorového aliasingu (kapitola 5.4). V měření se budou porovnávat fázové posuny naměřených zvukových signálů. Signály budou převedeny z časové oblasti do frekvenční pomocí FFT akcelérátoru.

Měření je realizováno na funkčním vzorku, který obsahuje mikrofonní pole, které je připojeno na zesilovač s dolnoproustným filtrem. V dalším kroku je naměřený signál veden do analogově-digitálních převodníků a zde je signál zpracováván pomocí digitálního signálového procesoru. Naměřená data jsou pomocí FFT akcelérátoru z časové oblasti

transformována do frekvenční oblasti ve formě reálných a imaginárních složek, ze kterých se dopočítávají jejich amplitudy a fázové posuny.

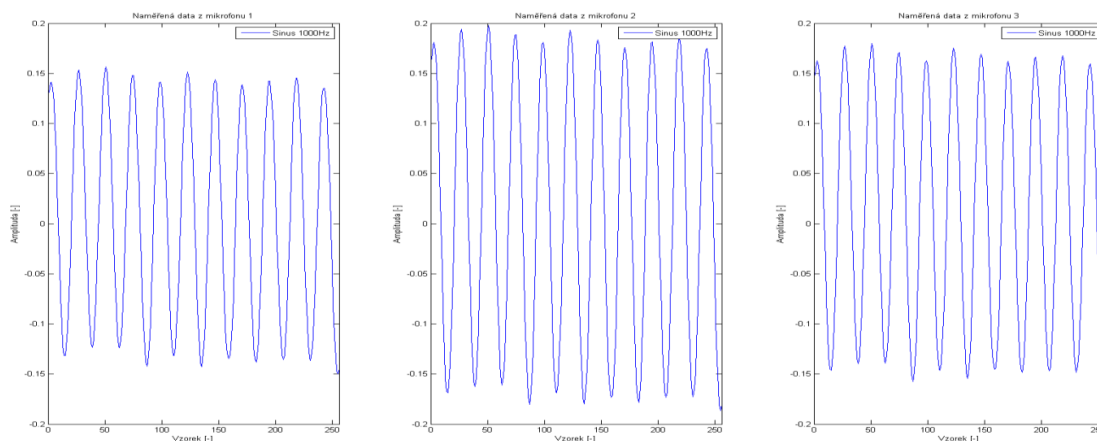
Vyhodnocená naměřená data jsou následně porovnána se simulačním modelem, který ukazuje namodelované výsledky za ideálních podmínek. Takto je možné určit odchylky měření funkčního vzorku od ideálního stavu.

V první fázi měření je použito základní rozmístění tří mikrofonů (obr. 103), které jsou umístěny lineárně vedle sebe bez jakýchkoliv rozestupů. Z toho je zřejmé, že vzdálenost mezi mikrofony je rovná jejich průměrům $D_{mic} = 6\text{ mm}$. Tímto je možné vzájemně porovnat jednotlivé mikrofony a jejich měřicí vlastnosti. Generovaný signál typu sinus o frekvenci 1 kHz je reproduktorem vyslán do testovací místnosti a je snímán trojicí mikrofonů. Následně naměřený signál prochází elektronickým obvodem, kde je zesílen, filtrován a zpracován do digitální formy a nakonec uložen do bufferu o velikosti 256 vzorků. Reproduktor je kolmo na mikrofonní pole a mění se jeho vzdálenost L od mikrofonního pole a to v délkách 10, 50 a 80 cm. Následně jsou porovnány jednotlivé naměřené průběhy z jednotlivých mikrofonů.



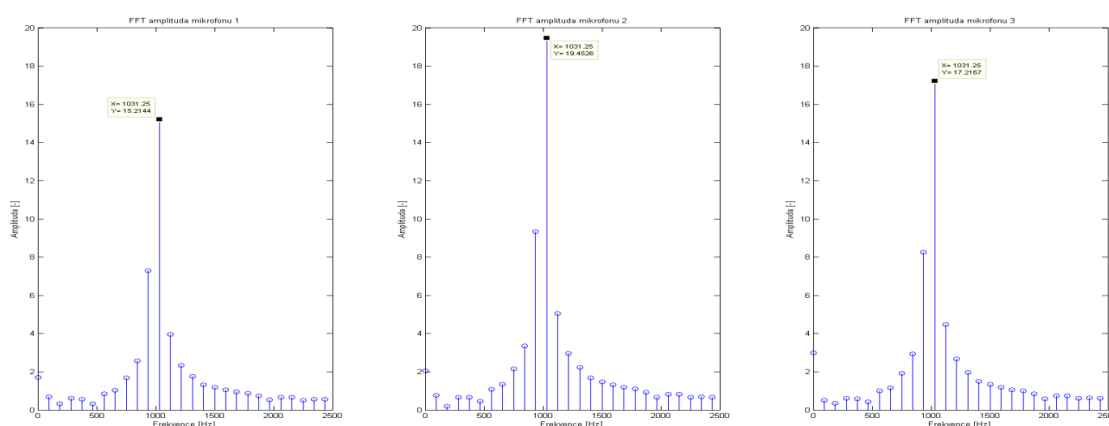
Obr. 103 Základní geometrické rozmístění mikrofonů a reproduktoru

V prvním měření je reproduktor umístěn do vzdálenosti 10 cm kolmo na prostřední mikrofon z mikrofonního pole. Jednotlivé měřicí obvody mikrofonů jsou zapojeny do vývojové desky Daughter Board, konkrétně do vstupů 1, 2 a 3, které odpovídají označení mikrofonů. Akustické signály jsou generovány pomocí softwarového produktu Signal Analyser a přivedeny do reproduktoru. Výsledné hodnoty z naměřených signálů jednotlivých mikrofonů jsou ukázány na následujících obrázcích. Jsou zde vidět jednotlivé průběhy naměřených signálů v časové oblasti a jejich hodnoty amplitud a fází ve frekvenční oblasti.



Obr. 104 Naměřené hodnoty jednotlivých mikrofonů pro zdroj ve vzdálenosti 10 cm

Z výše naměřených průběhů (obr. 104) je zřejmé, že jsou jednotlivé maxima amplitud naměřených signálů na stejných vzorcích a liší se pouze v jejich hodnotách. Tento rozdíl je dán použitými součástkami, které jsou použity u navržených zesilovačů. Z jednotlivých grafů je taktéž viditelné, že prostřední mikrofon, označený jako mikrofon 2, vykazuje nejvyšší rozsah amplitudy a to v rozmezí $\pm 0,2$. Teoreticky je tento rozsah nejvyšší, protože je mikrofon 2 umístěn kolmo na zdroj zvukového signálu. Mikrofony po stranách vykazují mírné zeslabení naměřených hodnot, což je dáno tím, že nejsou kolmo na zvukový zdroj a také je to dáno vlastností jednotlivých zesilovačů na vytvořené elektronické desce. Dalším činitelem ovlivnění naměřených hodnot je faktor zesílení na jednotlivých analogových vstupech digitálního signálového procesoru. Po převedení naměřených signálů do frekvenční oblasti jsou zjištěny jednotlivé amplitudy a fáze, které jsou zobrazeny na následujících obrázcích.



Obr. 105 Amplitudy jednotlivých frekvenčních složek vypočtených pomocí FFT algoritmu pro trojici mikrofonů pro zdroj ve vzdálenosti 10 cm

Předchozí obrázek (obr. 105) ukazuje jednotlivé hodnoty frekvenčních složek. Nejvyšší hodnota amplitud všech tří mikrofonů je na frekvenci 1031,25 Hz. To je dáno vzorkovací frekvencí, proto nelze určit hodnotu na frekvenci 1 kHz, tak jak se očekává

v souvislosti s generovaným 1 kHz sinusovým signálem. Jednotlivé frekvenční složky jsou určeny podle následující rovnice:

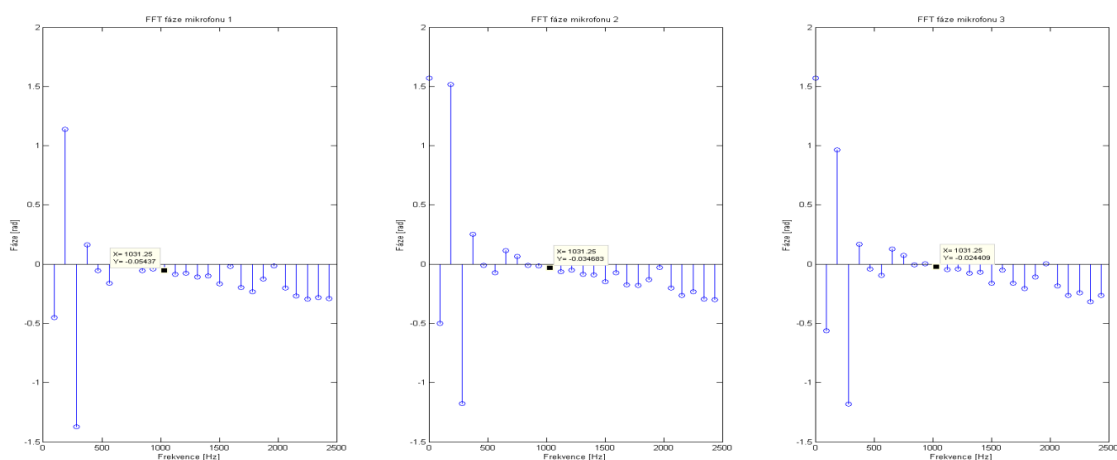
$$F_x = \frac{f_s}{N} \cdot x, \quad (79)$$

kde F_x je frekvence x -tého vzorku, f_s vzorkovací frekvence a N počet vzorků jednoho měřeného bloku.

Doplněním známých hodnot tohoto měření do předchozí rovnice (79) dostaneme velikost jednoho vzorku 93,75 Hz. Z tohoto výsledku je tedy patrné, že hodnoty jednotlivých frekvenčních složek jsou rovny násobkům této hodnoty.

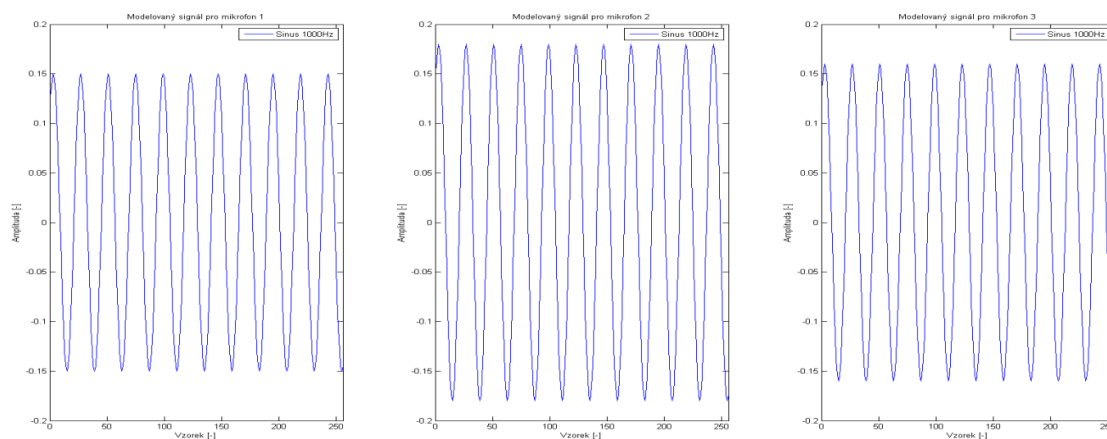
Vypočtené amplitudy frekvenčních složek spekter signálů z jednotlivých mikrofonů (obr. 105) ukazují rozdílné hodnoty amplitud na pozici frekvence 1031,25 Hz. To je dáno naměřeným rozsahem, který je nejvyšší u druhého mikrofonu. Také jsou zde patrné vysoké hodnoty amplitud na postranních frekvencích. Tyto hodnoty lze eliminovat použitím různých váhových oken, které budou aplikovány v jednom z následujících kroků.

Pomocí FFT lze získat hodnotu fázového posunu pro jednotlivé frekvenční složky. U jednosložkových signálů se bere v úvahu fázový posun frekvenční složky s nejvyšší hodnotou amplitudy. V tomto měření byly pomocí FFT také získány jednotlivé fáze, které jsou vykresleny v následujícím obrázku (obr. 106). Pokud by byla splněna podmínka, že dopadající vlnoplocha na mikrofonní pole bude rovinná, pak by měla být zjištěná stejná hodnota fáze, pro všechny tři mikrofony a to na frekvenci 1031,25 Hz. Jelikož je každý měřicí obvod specifický, tak je přirozené, že hodnoty těchto fází jsou mírně odlišné a tyto odchylky jsou viditelné v následujícím obrázku.



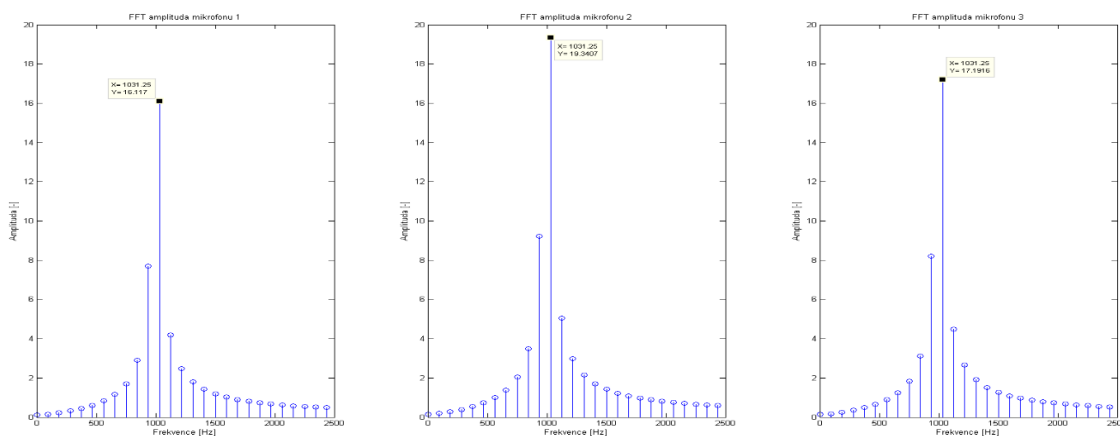
Obr. 106 Fáze jednotlivých frekvenčních složek vypočtených pomocí FFT algoritmu pro trojici mikrofonů pro zdroj ve vzdálenosti 10 cm

K ověření přesnosti tohoto měření a FFT výpočtů je potřeba teoreticky vypočítat a simulačně ověřit získané výsledky. Toto simulační ověření je provedeno v prostředí Matlabu. Nejprve jsou signály namodelovány v Signál Analyseru tak, aby odpovídaly naměřeným průběhům (obr. 107). Jedná se o sinusové signály o frekvenci 1 kHz, vzorkované frekvenci 24 kHz a počtem vzorků 256. Jednotlivé zesílení pro dané amplitudy bylo navrženo tak, aby co nejlépe vystihovalo skutečné naměřené signály.



Obr. 107 Namodelované signály pro mikrofony 1 až 3

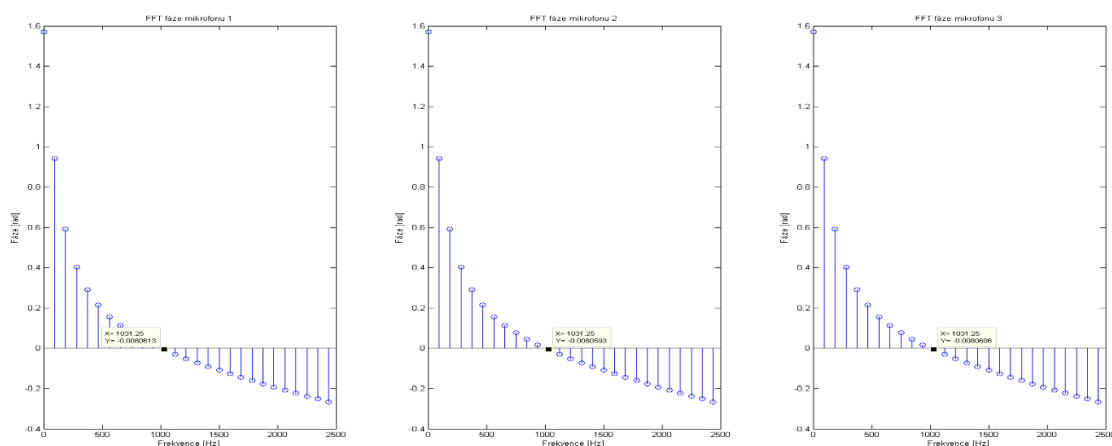
V dalším kroku byly tyto generované signály pomocí FFT akcelérátoru transformovány z časové oblasti do frekvenční. Takto byly získány hodnoty amplitud a fází jednotlivých frekvenčních složek obsažených v modelovaném signálu. Pro větší přehlednost je v grafech frekvenční rozsah omezen hodnotou 2,5 kHz.



Obr. 108 Amplitudy frekvenčních složek pro modelované průběhy pro signál s frekvencí 1 kHz vzorkovaný 24 kHz

Mezi výsledky FFT pro jednotlivé amplitudy frekvenčních složek modelovaných signálů s reálně naměřenými jsou viditelné pouze mírné odchylky v hodnotách pro frekvenci 1031,25 Hz, což je dáno především hodnotami amplitud modelovaných signálů, které jsou konstantní oproti rozdílným vrcholům amplitud naměřených na reálných vzorcích. U

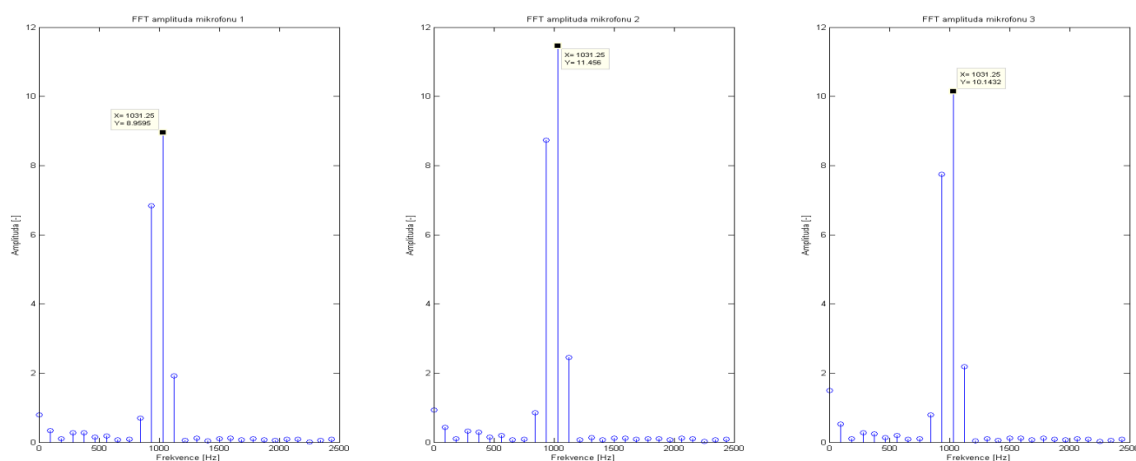
fázových hodnot jednotlivých frekvenčních složek se v teoretické rovině předpokládá, že by měly být stejné anebo velice podobné. Toto tvrzení je ověřeno v následujícím grafu (obr. 109) fázových charakteristik jednotlivých modelovaných signálů.



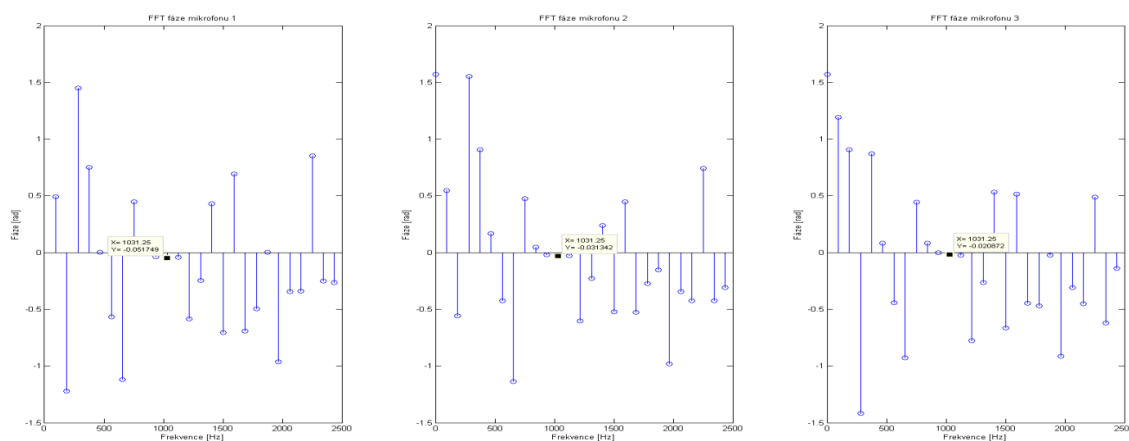
Obr. 109 Fázové charakteristiky jednotlivých frekvenčních složek modelovaných signálů

Porovnáním jednotlivých výsledných hodnot ve frekvenční oblasti naměřených reálných signálů s modelovými jsou zjištěny rozdíly. Jedná se především o hodnotu fáze frekvenční složky s nejvyšší hodnotou.

Pro zpřesnění výsledků naměřených hodnot bude v dalším kroku aplikováno váhové okénko. Konkrétně bude pro každý naměřený signál použito Hammingovo váhové okno o velikosti 256 vzorků a následně budou opět porovnány jednotlivé fáze složek frekvenčního spektra.



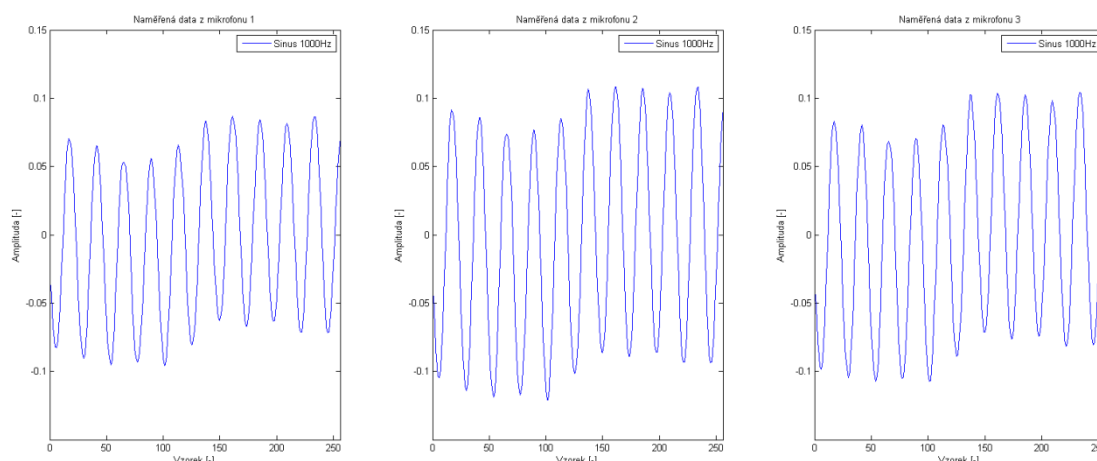
Obr. 110 Amplitudy frekvenčních složek naměřených signálů po aplikaci Hammingova váhového okna pro zdroj ve vzdálenosti 10 cm



Obr. 111 Fáze frekvenčních složek naměřených signálu po aplikaci váhového okna pro vzdálenost zdroje 10 cm

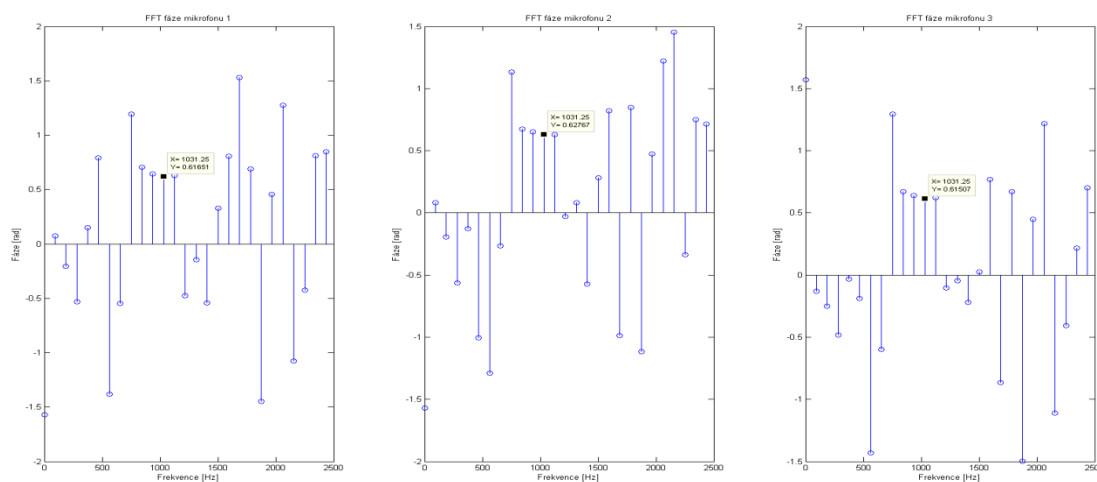
Použitím váhového Hammingova okna došlo k omezení prosakování ostatních frekvenčních složek a také jsou viditelné vysoké hodnoty amplitud na frekvenčních složkách 1031,25 Hz a 937,5 Hz (obr. 110). Fázové spektrum po aplikaci Hammingova váhového okna neukazuje výraznou synchronizaci jednotlivých fázových hodnot na hlavní frekvenci 1031,25 Hz. Fázové hodnoty hlavní frekvenční složky všech tří mikrofonů vykazují postupnou změnu, která odpovídá tomu, že zdroj nebyl umístěn úplně přesně kolmo k prostřednímu mikrofonu, ale zjištěné hodnoty odpovídají situaci, kdy byl zdroj umístěn kolmo k třetímu mikrofonu (obr. 111). To je dáno zřejmou postupnou změnou fázového posunu, který ukazuje postupně nižší hodnotu mezi třetím a druhým mikrofonem a také mezi druhým a prvním mikrofonem. Teoreticky by se v tomto případě mělo jednat o stejný rozdíl ze sousedních dvou mikrofonů, ale není to tak především z toho důvodu, že každý jednotlivý měřicí obvod mikrofonu je jedinečný.

V dalším měření už bude zdroj umístěn v kolmé vzdálenosti 50 cm a 80 cm od mikrofonního pole. Jednotlivé mikrofony budou opět umístěny vedle sebe. Pro omezení prosakování postranních frekvencí bude opět použito Hammingova váhového okna o délce 256 vzorků.



Obr. 112 Naměřené hodnoty jednotlivých mikrofonů pro zdroj ve vzdálenosti 50 cm

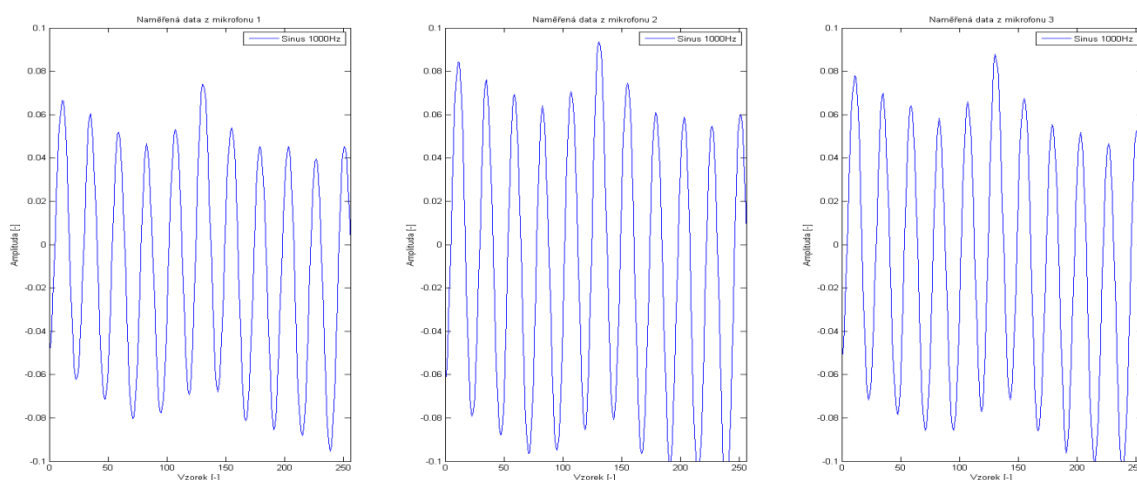
Z dalšího měření (obr. 112) je patrné zeslabení naměřených dat oproti předcházejícímu měření (obr. 104), kde byla vzdálenost mezi mikrofonním polem a zdrojem 10 cm. Jednotlivé měřicí obvody prokazují stejné vlastnosti při zpracování signálů z mikrofonního pole. Měřicí obvod prvního mikrofonu opět ukazuje nejslabší zesílení měřeného signálu. Naopak nejvíce je zesílen signál z prostředního měřicího obvodu, který je napojeným na mikrofon označený číslem 2. Pro detailnější analýzu jsou opět ukázány jednotlivé fáze frekvenční oblasti naměřených signálů z mikrofonních jednotek.



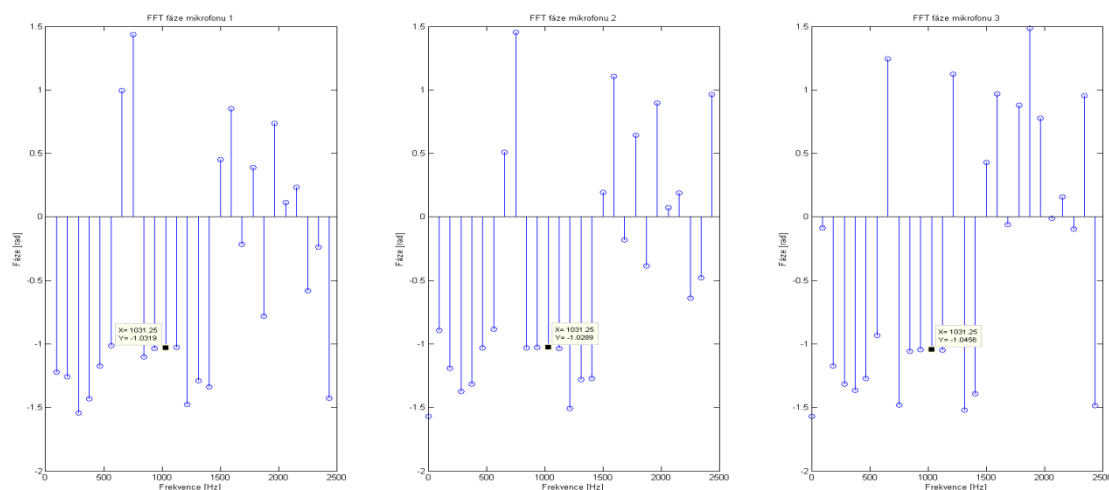
Obr. 113 Fáze frekvenčních složek naměřených signálů po aplikaci Hammingova váhového okna pro vzdálenost zdroje 50 cm

Ve frekvenční oblasti jsou viditelné jednotlivé fáze (obr. 113) a jsou mezi nimi nepatrné rozdílné hodnoty na frekvenční složce 1031,25 Hz. Naměřená fáze prostředního mikrofonu, mikrofonu číslo 2, je vyšší než na obou krajních mikrofonech což vede k úvaze, že dopadající vlnoplocha měla kulový tvar a nikoliv plochý, jak je obecně předpokládáno.

V tomto případě se však jedná o velmi malou odchylku mezi jednotlivými naměřenými daty z mikrofonních jednotek. V dalším měření je postupováno stejnými kroky a vzdálenost mezi zdrojem a mikrofonním polem je tentokrát 80 cm.



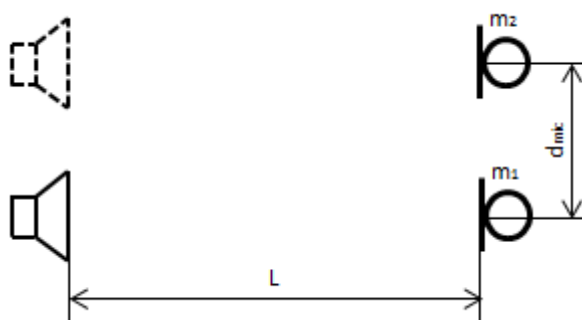
Obr. 114 Naměřené hodnoty jednotlivých mikrofonů pro zdroj ve vzdálenosti 80 cm



Obr. 115 Fáze frekvenčních složek naměřených signálů po aplikaci Hammingova váhového okna pro vzdálenost zdroje 80 cm

V závěrečném měření této série bylo opět zjištěno zeslabení naměřených signálů oproti předcházejícím měřením (obr. 114). To je dáno konstantním nastavením hlasitosti zdroje – reproduktoru. Ve frekvenční oblasti jsou viditelné rozdílné hodnoty jednotlivých fází (obr. 115) pro hlavní frekvenci 1031,25 Hz. Je to dáno především vzdáleností mezi zdrojem a mikrofonním polem a také je nezanedbatelná hlasitost akustického zdroje. Z provedených měření je patrné, že vhodná vzdálenost zdroje od mikrofonního pole je 50 cm. Větší vzdálenosti - okolo 80 cm, pak vyžadují adekvátní zesílení hlasitosti akustického signálu, který vychází z reproduktoru. Nevýhodou tohoto zesílení pak mohou být odrazy signálu, které však v těchto měřeních nebyly zaznamenány.

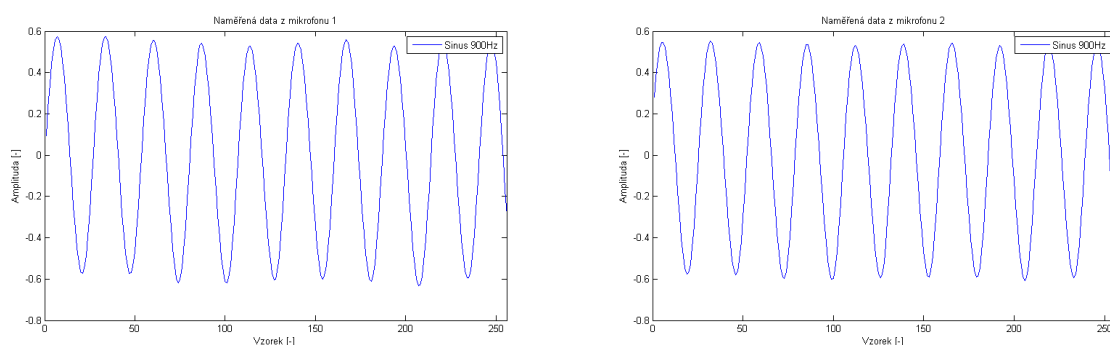
Druhá fáze tohoto měření je zaměřená na dvojici mikrofonů, které jsou od sebe vzdáleny 16,8 cm. V tomto měření jde o vzájemné porovnání fázového posuvu mezi naměřenými daty. Předpokládá se při umístění zdroje kolmo naproti jednomu mikrofonu, že naměřená data druhého mikrofonu budou obsahovat fázový posun, který bude možné matematicky ověřit pomocí známých geometrických rozmístění pole a akustického zdroje.



Obr. 116 Schéma měřicí úlohy

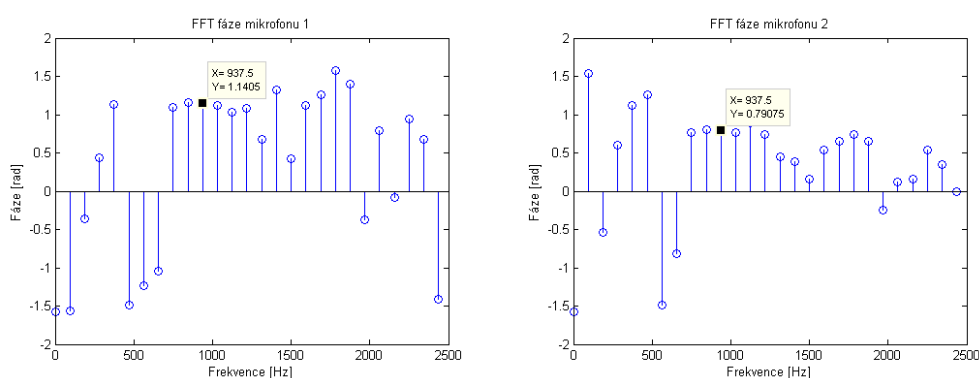
V prvním případě je akustický zdroj umístěn kolmo na první mikrofon ve vzdálenosti 50 cm. Generovaným akustickým signálem je sinus o frekvenci 900 Hz. Teoreticky by mělo být viditelné zesílení amplitudy naměřených dat na mikrofonomu, který je umístěn naproti reproduktoru. Naměřený průběh na druhém mikrofonomu by měl mít posunutou fázi a zeslabenou amplitudu, protože není umístěn přímo proti akustickému zdroji a to vede k utlumení této naměřené amplitudy.

Podmínka pro zamezení vzniku prostorového aliasingu je splněna podle antialiasigové rovnice (45).



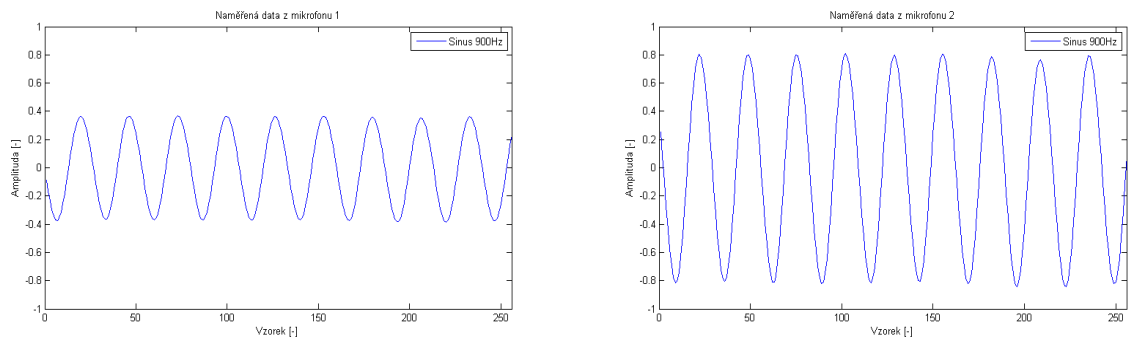
Obr. 117 Naměřená data z mikrofonu 1 a 2 pro zdroj kolmo na 1. mikrofon

Naměřená data z prvního měření (obr. 117) ukazují fázové zpoždění mezi dvěma mikrofony. Reprodukovaný akustický signál nejdříve dorazil na první mikrofon, levá strana obrázku, a následně dorazil s časovým zpožděním na druhý mikrofon. Z předcházejících měření bylo zjištěno, že mikrofon označený číslem 2 zesiluje mnohem více než mikrofon označený číslem 1 a v tomto případě, i když to není úplně viditelné, se tato vlastnost projevila tím, že naměřená data vykazují téměř stejné hodnoty jednotlivých amplitud. Ve fázové oblasti je vzájemné zpoždění definováno fází na hlavní frekvenci (obr. 118). Levá část tohoto obrázku prezentuje fázovou hodnotu prvního mikrofonu, která je vyšší než fáze druhého mikrofonu na frekvenci 937,5 Hz. Z toho poznatku je patrné, že signál dorazil nejprve na první mikrofon a s určitým časovým zpožděním na druhý mikrofon.

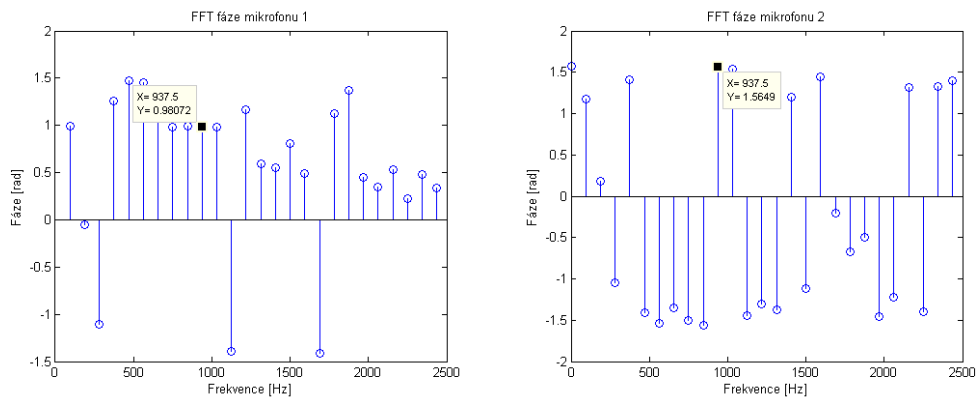


Obr. 118 Fázová charakteristika naměřených dat po aplikaci Hammingova váhového okna pro zdroj kolmo na 1. mikrofon

Po přesunutí reproduktoru naproti druhému mikrofону ve vzdálenosti 50 cm, bylo opět provedeno stejné měření, aby bylo možné analyzovat vlastnosti jednotlivých mikrofónů a také vlastnosti zvukových signálů. V tomto případě se již plně projevila vlastnost druhého mikrofónu (obr. 119), která je viditelná jako dvojnásobně větší amplituda. Mikrofon, který není ustaven kolmo proti akustickému zdroji, je ve větší vzdálenosti od zdroje a proto je možné pozorovat rozdílné hodnoty amplitud na zvolené frekvenci. Opět je zde viditelné časové zpoždění dopadající zvukové vlny, která nejdříve dopadne na druhý mikrofon a poté se zpožděním na první mikrofon. Fázová charakteristika tento průběh potvrzuje tím, že je viditelná vyšší fáze na druhém mikrofónu (obr. 120).

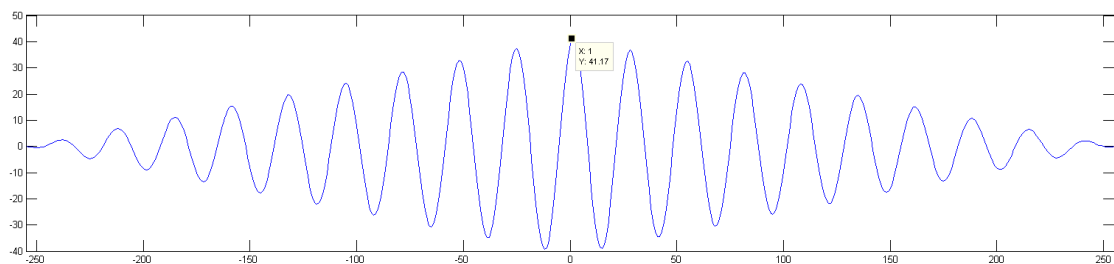


Obr. 119 Naměřená data z mikrofonu 1 a 2 pro zdroj kolmo na 2. mikrofon

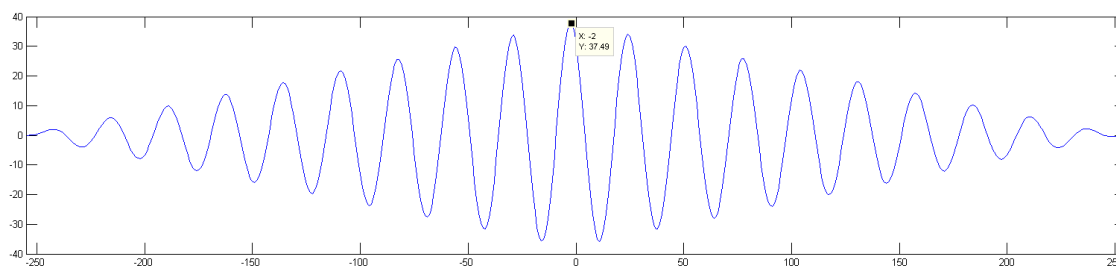


Obr. 120 Fázová charakteristika naměřených dat po aplikaci Hammingova váhového okna pro zdroj kolmo na 2. mikrofon

V dalším kroku bude použita vzájemná korelační analýza signálu ze dvou mikrofonů, která ukáže vzájemný posun. Aplikace vzájemné analýzy bude provedena v softwaru Matlab s použitím reálných naměřených dat. Z tohoto kroku bude patrná časová prodleva, kterou je poté možné matematicky ověřit ze známých geometrických rozmístění akustického zdroje a mikrofonů. Jako referenčním mikrofon je v obou případech zvolen první mikrofon.



Obr. 121 Vzájemná křížová korelace dvou signálů při umístění zdroje kolmo na první mikrofon



Obr. 122 Vzájemná korelace dvou signálů při umístění zdroje kolmo na druhý mikrofon

Vzájemná korelace dvou signálů ukazuje jejich vzájemný posun ve vzorcích. V prvním případě je reproduktor umístěn kolmo na první mikrofon a signál je zpožděn o 1 vzorek (obr. 121) při použité vzorkovací frekvence 24 kHz. Ve druhém případě je dopadající signál zpožděn o dva vzorky (obr. 122). Tyto výsledky lze matematicky ověřit. Pokud je reproduktor umístěn kolmo na vybraný mikrofon, pak dráha zvukové vlny je rovna jeho vzdálenosti od mikrofonu a to je 50 cm. Rozteč mezi mikrofony je 16,8 cm. Z *Pythagorovy věty* je možné dopočítat, že uražená dráha zvukové vlny na druhý mikrofon je rovna 52,74 cm. Je-li uvažována rychlost zvukové vlny 340 m.s^{-1} , pak lze učit čas, za který zvuková vlna dorazí na kolmo umístěný mikrofon z akustického zdroje, jako $t_{mic1} = 1,47 \text{ ms}$, a čas dopadu vlnoplochy na druhý mikrofon jako $t_{mic2} = 1,55 \text{ ms}$. Rozdíl těchto hodnot je $t_{dif} = 0,08 \text{ ms}$. Touto hodnotou časového zpoždění podělíme vzorkovací frekvenci 24 kHz, kterou převedeme na časovou jednotku s hodnotou 0,0041 ms. Výsledkem je číslo 1,9, které vyjadřuje počet vzorků, které daný digitální signálový procesor naměří během časového úseku mezi dopadem akustické vlnoplochy na první a druhý mikrofon. Pokud vezmeme v úvahu nepřesnosti během měření, jako například umístění reproduktorů nebo také zatížení chybou jednotlivých měřicích řetězců, pak můžeme konstatovat, že měření proběhlo správně. Výsledné vzájemné zpoždění odpovídá následnému matematickému ověření. Pro přesnější měření je možné použít vyšší vzorkovací frekvenci.

11 Navržené algoritmy pro jednotlivé metody

V následujících kapitolách jsou popsány jednotlivé navržené algoritmy pro digitální signálový procesor ADSP-21469.

11.1 Metoda TDOA implementována na funkční vzorek

Implementace metody TDOA vychází z teoretických poznatků, které jsou popsány v kapitole 6.3. V softwarovém řešení je navržen algoritmus, který nejprve digitálně zpracuje jednotlivé analogové signály, které jsou ve formě bufferů o velikosti 256 vzorků transformovány z jednotlivých AD převodníků. Následně jsou tyto signály pomocí FFT akcelérátoru převedeny do frekvenční oblasti. Zde jsou jednotlivé dvojice signálů vzájemně vynásobeny a opět pomocí inverzí Fourierové transformace převedeny zpět do časové oblasti. Tato transformace slouží ke zjištění vzájemného časového posunu dané dvojice signálů.

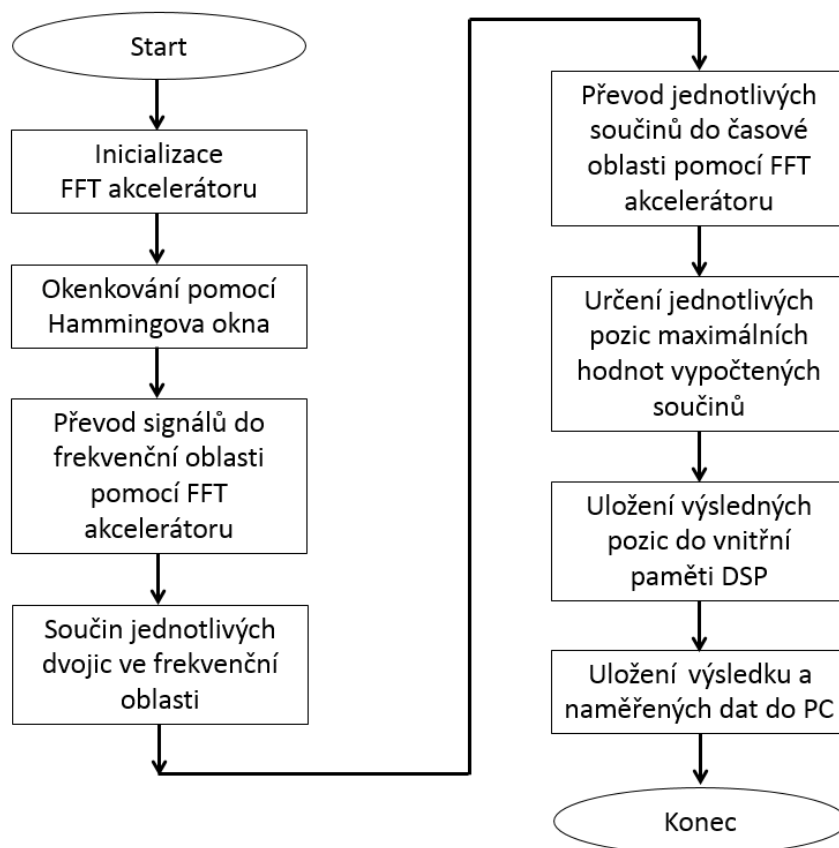
Vynásobení ve frekvenční oblasti se realizuje tak, že jsou data prvního mikrofону vyjádřena pomocí komplexního čísla z_{mic1} a data druhého mikrofону z_{mic2} jsou vyjádřena ve formě komplexně sdruženého čísla. Matematická formulace tohoto součinu je odvozená z rovnice (27), která je pro dva mikrofony následující:

$$z_{mic1} \cdot \bar{z}_{mic2} = (a + ib) \cdot (c - id) . \quad (80)$$

Aby bylo možné plně integrovat předcházející rovnici do paměti digitálního signálového procesoru, musí být tato rovnice roznásobena, aby bylo možné určit reálnou a imaginární část výsledného komplexního čísla. Komplexní číslo je uloženo v paměti tak, že jsou nejprve uloženy všechny reálné složky a na ty navazují imaginární složky výsledného komplexního čísla. Výsledkem jsou tedy jednotlivé registry obsahující číselné údaje ve formátu float, které pro komplexní číslo o velikosti 256 hodnot zabírají velikost 512 registrů v paměti DSP.

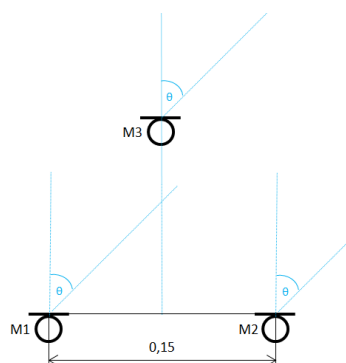
Součinem dvou signálů ve frekvenční oblasti je výsledný signál, který je převeden zpátky z frekvenční do časové oblasti. V této části je identifikována maximální hodnota a pozice, na které se tato hodnota nachází. Pomocí použité vzorkovací frekvence je možné určit vzájemný posun dvou naměřených signálů pro danou dvojici mikrofónů. Pro každý žádaný mikrofonní pár je výsledná hodnota uložena do paměti a následně poskytnuta grafickému rozhraní, které zobrazuje úhel dopadající vlnoplochy na mikrofonní pole. Existují dvě možnosti, jak předat výsledná data osobnímu počítači. Jedna možnost je sériová

linka, která komunikuje s grafickým prostředím v Matlabu. Tato forma komunikace je aplikovatelná pouze při použití standartního EZ kitu bez přídavného audio modulu. Toto omezení pramení z hardwarového nastavení jednotlivých přepínačů trasovacích cest. V opačném případě při použití rozšiřujícího audio modulu je nejvhodnější využít emulátor, který spojí digitální signálový procesor s osobním počítačem. Naměřená data se poté dají uložit do souboru a následně je prezentovat prostřednictvím grafického rozhraní.



Obr. 123 Implementovaný algoritmus metody TDOA

Algoritmus pro metodu TDOA byl ověřen pomocí namodelovaných signálů o frekvenci 1 kHz a vzorkovaných frekvencí 48 kHz. Tyto signály simulovaný průběh dopadu akustické vlnoplochy na mikrofonní pole o 3 mikrofonech rozmístěných v rovnostranném trojúhelníku. Tento trojúhelník má délku strany 0,15 m (obr. 124). Signály byly namodelované tak, aby simulovaly dopad akustické vlnoplochy na mikrofonní pole po v 5° krocích a to v rozsahu od 0 až 90°.



Obr. 124 Modelované mikrofonní pole s dopadem akustické vlnoplochy

Výsledky určení úhlu dopadu a výsledné odchylky navrženého algoritmu jsou ukázány v následující tabulce. Jsou zde vidět odchylky vypočtených výsledků o maximální hodnotě $-3,28^\circ$. Tyto odchylky jsou důsledkem použité vzorkovací frekvence, která neumožňuje přesnější určení úhlu dopadu. Při vyšší vzorkovací frekvenci je teoreticky možné dosáhnout přesnějších výsledků.

Tabulka 20 Výsledky metody TDOA s namodelovanými signály při použití vzorkovací frekvenci 48 kHz

Úhel [°]	Teoreticky vypočtený posun signálu ve vzorcích mezi dvojicí mikrofónů [°]			Vypočtený vzájemný posun signálu ve vzorcích mezi dvojicí mikrofónů			Výsledný určený úhel dopadu [°]	Odchylka od skutečného úhlu [°]
	1 a 2	2 a 3	1 a 3	1 a 2	2 a 3	1 a 3		
0	0	-18,17	-18,17	0	-19	-19	-3,28	-3,28
5	1,83	-19,2	-17,19	2	-20	-18	6,25	1,25
10	3,64	-19,73	-16,08	4	-20	-17	9,7	-0,3
15	5,43	-20,28	-14,84	5	-21	-15	14,39	-0,61
20	7,18	-20,27	-13,49	7	-21	-14	19,21	-0,79
25	8,87	-20,91	-12,04	9	-21	-12	25,17	0,17
30	10,5	-20,99	-10,5	10	-21	-11	28,95	-1,05
35	12,04	-20,91	-8,87	12	-21	-9	34,82	-0,18
40	13,49	-20,67	-7,18	13	-20	-7	42,15	2,15
45	14,84	-20,28	-5,43	15	-20	-5	46,5	1,5
50	16,08	-19,73	-3,65	16	-20	-3	49,7	-0,3
55	17,20	-19,02	-1,82	17	-19	2	58,23	2,23
60	18,18	-18,18	0	18	-18	0	60	0
65	19,02	-17,20	1,82	19	-17	2	65,4	0,4
70	19,73	-16,08	3,64	20	-16	4	71,21	1,21
75	20,28	-14,84	5,43	20	-15	5	73,5	-1,5
80	20,67	-13,49	7,18	21	-14	7	79,21	-0,79
85	20,91	-12,04	8,87	21	-12	9	85,17	0,17
90	20,99	-10,5	10,5	21	-11	11	90	0

11.2 Metody Beamformingu implementovány na funkční vzorek

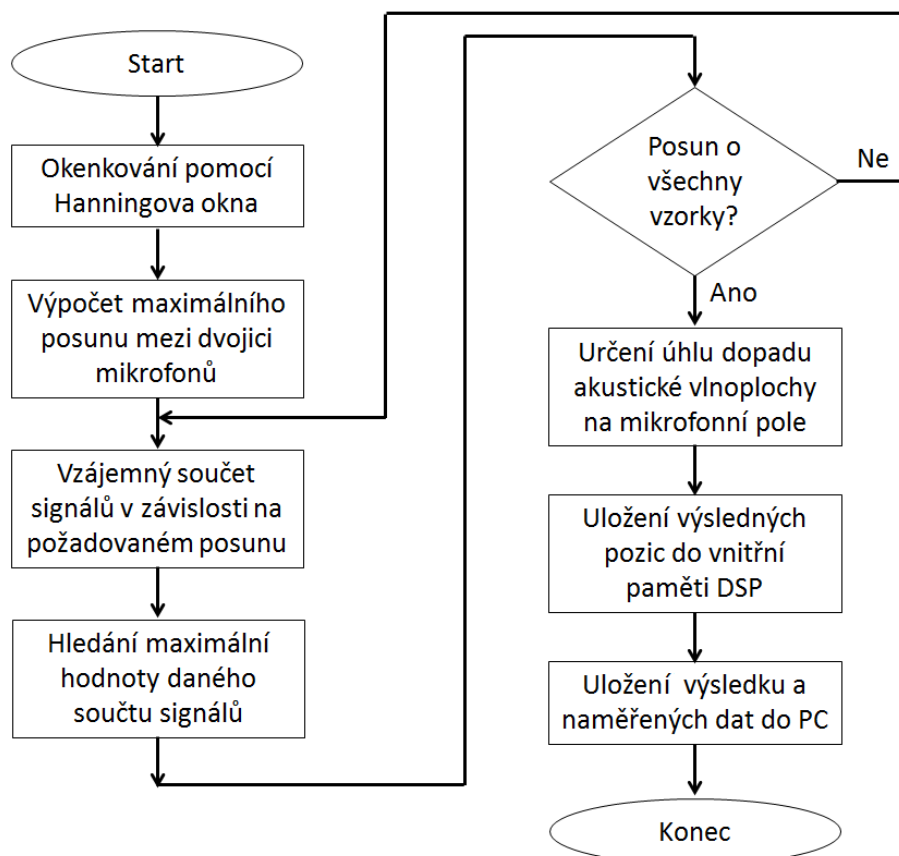
Metody Beamformingu jsou početně náročnější než metoda TDOA. Metoda Beamforming je teoreticky popsána v kapitole 6.4. Početní náročnost je dána především tím, že jsou prováděny výpočty pro všechny požadované možné směry dopadající akustické vlnoplochy. Pro výpočet jednotlivých natočení imaginárního mikrofonního pole jsou jednotlivé signály časově zpožděny tak, aby odpovídaly danému úhlovému natočení, které odpovídá konkrétnímu dopadu akustických vlnoploch na mikrofonní pole. Aby bylo možné upravovat signály do požadovaných zpoždění, byly na funkční vzorek aplikovány čtyři přístupy založené na metodě Beamforming. První přístup využívá klasický vzájemný posun mezi signály v celých vzorcích. Pro druhý přístup byl využit FIR akcelerátor, který s využitím SINC funkce dokáže replikovat požadované zlomkové zpoždění pro konkrétní signál. Třetí algoritmus je zaměřen na využití FFT akcelerátoru. Zde jsou signály vzájemně zpožďovány ve frekvenční oblasti. Poslední přístup spočívá v interpolaci signálů pomocí FIR filtru.

11.2.1 Beamforming – zpoždění o celé vzorky

Tento způsob beamformingu je vhodný především pro signály, které jsou vzorkované vysokou vzorkovací frekvencí nebo jsou dále upravovány tak, aby byl získán co největší možný počet vzorků jedné periody daného signálu. Pro představu je možné uvažovat signál o frekvenci 1 kHz, který je vzorkovaný vzorkovací frekvencí 24 kHz. V tomto případě jedna perioda 2π tohoto signálu je reprezentovaná 24 vzorky. Při použití vzorkovací frekvence 48 kHz bude počet vzorků jedné periody signálu roven 48. Nevýhodou této metody je to, že jednotlivé signály jsou vzájemně zpožďovány o celočíselné násobky vzorkovacího intervalu, takže není možné fiktivně natočit mikrofonní pole jakýmkoliv směrem, ale je pouze možné nastavit takový úhel, který odpovídá vzájemnému posunu signálů o celé vzorky.

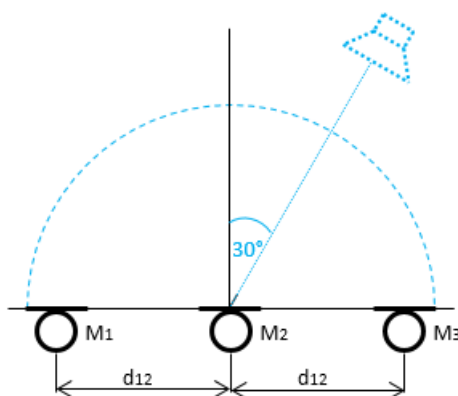
Algoritmus této metody spočívá ve vzájemném posunování vzorků jednotlivých signálů. Celistvost naměřených signálů je realizovaná pomocí Hanningova okénka. Pro efektivní výpočty se předpokládá, že vzdálenost dvou sousedních mikrofونů je stejná. V tomto případě je uvažováno lineární mikrofonní pole obsahující 3 mikrofony. V tomto případě je prostřední mikrofون považován za referenční. Signály obou krajních mikrofонů jsou postupně posunovány o jeden vzorek dopředu/dozadu a to do maximálního možného počtu posunutí. Maximální počet vzorků je dán předpokladem, že přicházející akustická vlnoplocha dopadá na mikrofonní pole pod úhlem $\pm 90^\circ$. V tomto případě akustické vlnoplochy urazí nejdelší možnou vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony. Po vzájemném sečtení posunutých signálů je vyhledána maximální hodnota daného součtu,

která je následně uložena. V dalším kroku jsou jednotlivé maximální hodnoty vzájemných posunů porovnávány mezi sebou. Pozice, na které se vyskytuje nejvyšší hodnota, ukazuje počet vzorků, o které byly signály vzájemně zpožděny. Ze známé hodnoty vzorkovací frekvence, geometrických vlastností pole a rychlosti šíření zvuku v homogenním prostředí je možné dopočítat úhel dopadu vlnoplochy na mikrofonní pole. Navržený algoritmus je zobrazen v následujícím obrázku.



Obr. 125 Navržený algoritmus Beamforming - zpoždění o celé vzorky

Následující ověření navrženého algoritmu je provedeno pomocí simulačně vytvořených signálů, které dopadají pod úhlem 30° na lineární mikrofonní pole se třemi mikrofony (obr. 126). Konstantní vzdálenost mezi mikrofony je $d_{12} = 0,1 \text{ m}$. Generovaným signálem je sinus o frekvenci 500 Hz s použitou vzorkovací frekvencí 48 kHz. Rychlost signálu se předpokládá $v = 343 \text{ m.s}^{-1}$.



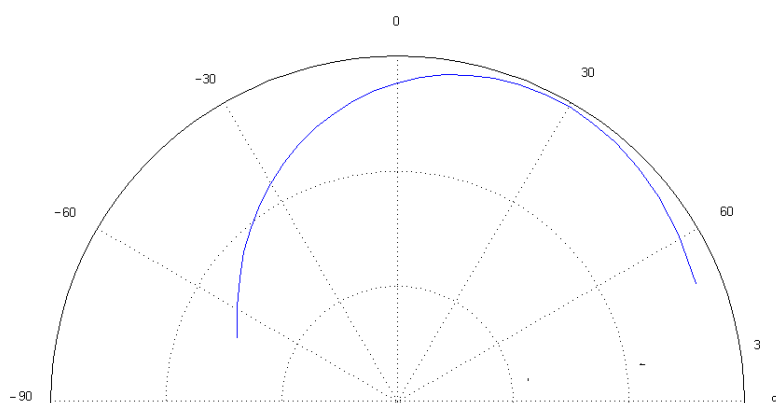
Obr. 126 Simulované umístění reproduktoru vzhledem k mikrofonnímu poli

Pro lepší představu je toto simulační ověření doplněno následující tabulkou, která ukazuje hodnoty úhlu, pod kterým dopadá akustická vlnoplocha na mikrofonní pole, v závislosti na počtu vzorků, o které jsou signály vzájemně posunuty.

Tabulka 21 Určení hodnot úhlu dopadu akustické vlnoplochy pro určitý posun signálů ve vzorcích

Vzájemný posun dvou signálů ve vzorcích [-]	5	6	7	8	9
Odpovídající úhel dopadu akustické vlnoplochy [°]	20,9	25,4	30	34,9	40

Výsledek určený tímto algoritmem je úhel $30,01^\circ$. Výsledky součtů pro jednotlivé vzájemné posuny signálů jsou v polárních souřadnicích vykresleny na následujícím obrázku (obr. 127).

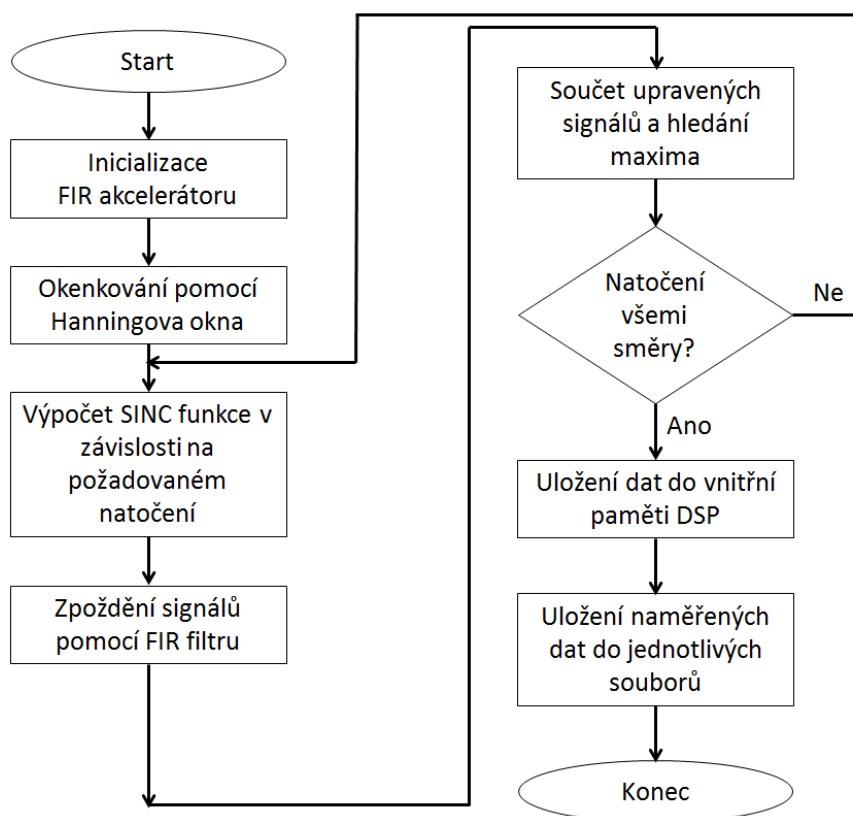


Obr. 127 Výsledné hodnoty získané metodou Beamforming – zpoždění o celé vzorky

Přesnost této metody je silně ovlivněna vzorkovací frekvencí signálů. Čím vyšší je vzorkovací frekvence, tím vyšší je přesnost určení směru přicházející vlnoplochy. To závisí na vzájemném posunu signálů o celé vzorky. Tímto přístupem nelze fiktivně natáčet mikrofonní pole přesně požadovaným směrem, ale pouze směrem, který je dán vzájemným posunem naměřených signálů o celé vzorky.

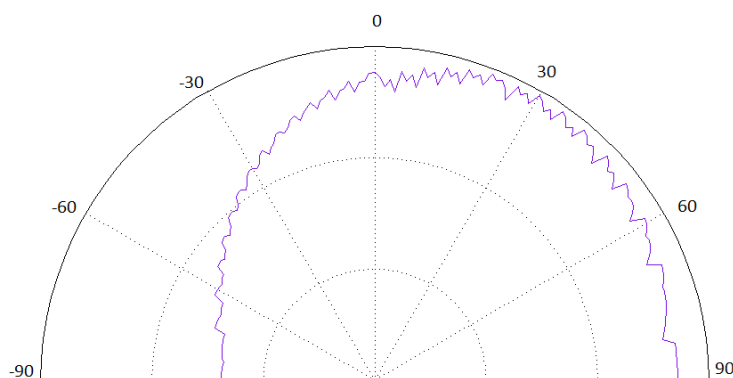
11.2.2 Beamforming s využitím FIR filtru pro zlomkové zpoždění signálu

Další možnosti u metody Beamforming je využití FIR akceleratoru, pomocí kterého je možné realizovat zpoždění signálu o zlomky vzorků (kapitola 6.4.1). V tomto případě jsou jednotlivé signály opět upraveny pomocí Hanningova okna. Pro výpočetní zjednodušení jsou jednotlivé mikrofony zařazeny do sub-mikrofonních polí o celkovém počtu tří mikrofonů. Tentokrát je však první krajní mikrofon označen jako referenční. Signály z prostředního a druhého krajního mikrofону budou upravovány pomocí FIR filtru tak, aby bylo možné imaginárně natáčet mikrofonní pole požadovaným směrem. Předpokladem je stejná vzdálenost mezi sousedními mikrofony. Při splnění této podmínky bude nejdříve zpožděn signál prostředního mikrofону o požadovanou celou hodnotu a následně bude realizováno zlomkové posunutí signálu pomocí FIR filtru. V dalším kroku bude vypočten posun signálu druhého krajního mikrofону oproti referenčnímu. Opět bude daný signál nejprve posunut o celé vzorky a následně bude pomocí FIR filtru signál upraven tak, aby jeho zpoždění odpovídalo požadovanému zlomkovému posunu. Jednotlivé koeficienty FIR filtru jsou vypočítávané pro každý jednotlivý úhel zvlášť a to pomocí funkce SINC, která je ještě upravená pomocí Hanningova okénka. Řád filtru je v tomto případě 10, to znamená, že FIR filtr má celkem 11 vzorků koeficientů. Takto lze efektivně zpožďovat jednotlivé signály o zlomky jejich vzorků a simulovat tak natáčení mikrofonního pole požadovaným fiktivním směrem. V posledním kroku je realizován součet těchto signálů a je vyhledávána maximální hodnota, která indikuje směrový úhel přicházející zvukové vlny.



Obr. 128 Navržený algoritmus Beamforming s využitím FIR filtru pro zlomkové zpoždění signálu

Ověření tohoto algoritmu je opět provedeno pomocí nasimulovaných signálů stejně, jak to bylo provedeno v předchozím případě. Signály jsou namodelované v prostředí matlabu tak, aby dopadaly na stejné lineární mikrofonní pole pod úhlem 30° (obr. 126). Po té jsou signály načteny do DSP a pomocí algoritmu je určen úhel dopadu zvukového signálu na mikrofonní pole. Výsledky jsou prezentovány v polárních souřadnicích na následujícím obrázku (obr. 129). Maximální vypočtená hodnota součtu jednotlivých signálů je určena pro úhel 30° , který odpovídá namodelované situaci.



Obr. 129 Výsledné hodnoty Beamformingu s využitím FIR filtru

11.2.3 Beamforming s využitím FFT akcelérátoru

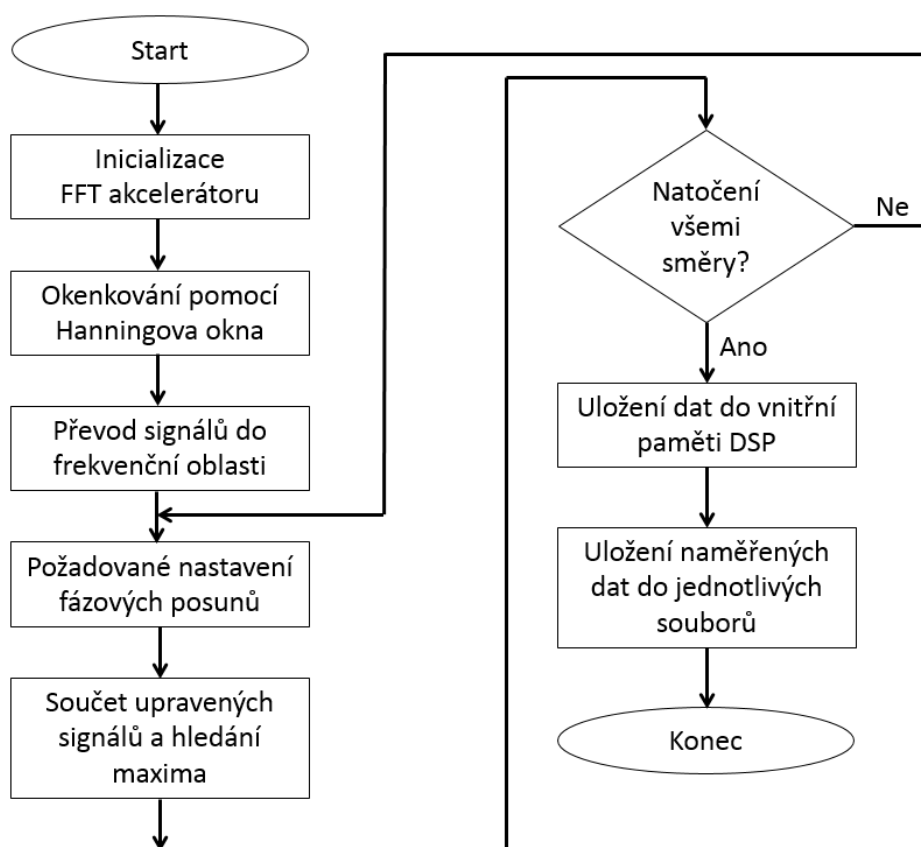
Tato metoda využívá FFT akcelérátor, pomocí kterého jsou signály převedeny do frekvenční oblasti. Ve frekvenční oblasti jsou fáze jednotlivých signálů kladně nebo záporně posunovány tak, aby bylo možné imaginárně natočit mikrofonní pole požadovaným směrem. Avšak, jedná se o diskrétní signály a rozsah možností natočení je omezen vzorkovací frekvencí. Základním předpokladem této metody je konečný počet mikrofónů, které jsou v ideálním případě od sebe stejně vzdáleny. V tomto mikrofonním poli je potřeba označit referenční mikrofón, od kterého se pak vypočítávají jednotlivé fázové posuny pro ostatní mikrofóny.

Konkrétní navržený algoritmus pro metodu Beamforming s využitím FFT akcelérátoru předpokládá sdružování mikrofónů do menších sub-mikrofonních polí, reprezentovaných třemi mikrofóny, které jsou od sebe stejně vzdálené. Pomocí Hannigova okna jsou naměřené signály upravovány a dále pomocí FFT akcelérátoru převedeny do frekvenční oblasti. Výsledkem této transformace jsou reálné a imaginární složky. Signál jednoho krajního mikrofónu daného sub-mikrofonního pole je určen jako referenční. Signál prostředního mikrofónu je zpožděn o požadovaný počet vzorků a signál druhého krajního mikrofónu je zpožděn o tuto dvojnásobnou hodnotu. Maximální počet posunů je dán geometrickým rozložením mikrofónů v poli a vzorkovací frekvencí.

Požadované zpoždění signálu ve frekvenční oblasti, označeno písmenem D , je popsáno v následující rovnici:

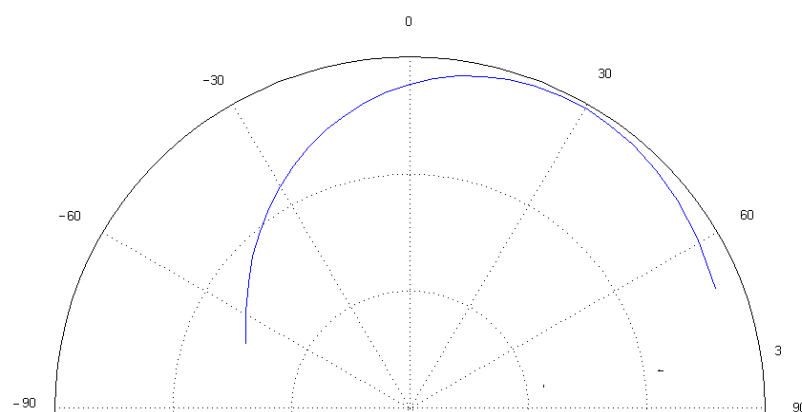
$$x[n - D] \overset{F}{\leftrightarrow} X[k] \cdot e^{\frac{-j2\pi nkD}{M}}. \quad (81)$$

Z předchozí rovnice (81) je patrná nutnost roznásobit jednotlivé reálné a imaginární složky originálního signálu s novým komplexním číslem, které obsahuje požadovaný počet posunutí. Takto upravené signály prostředního a druhého krajního mikrofónů jsou následně sečteny ve frekvenční oblasti společně se signálem referenčního mikrofónu. Výsledný signál je dán součtem těchto tří signálů a je převeden zpátky do časové oblasti. V časové oblasti jsou vyhledány maximální hodnoty pro každé jednotlivé vzájemné posunutí signálů. Konečný výsledek, neboli určení směru přicházející vlnoplochy, je dán nejvyšší hodnotou na signálovém vzorku, který odpovídá určitému fiktivnímu natočení mikrofonního pole.



Obr. 130 Navržený algoritmus Beamforming s využitím FFT akcelérátoru

Opět bylo provedeno simulační ověření pomocí stejných namodelovaných signálů tak jako v předchozích ověřovacích měřeních. Výsledkem tohoto simulačního ověření jsou maximální hodnoty ze součtu všech tří signálů, které byly vypočteny pro každý možný fiktivní úhel dopadu vlnoplochy na mikrofonní pole. V tomto simulačním ověření je získána nejvyšší hodnota součtu při fiktivním natočení pole v úhlu 30° . Tento výsledek je patrný v následujícím obrázku (obr. 131) a odpovídá modelové situaci, ve které byly signály namodelovány tak, aby simulovaly dopad akustické vlnoplochy na mikrofonní pole pod úhlem 30° .

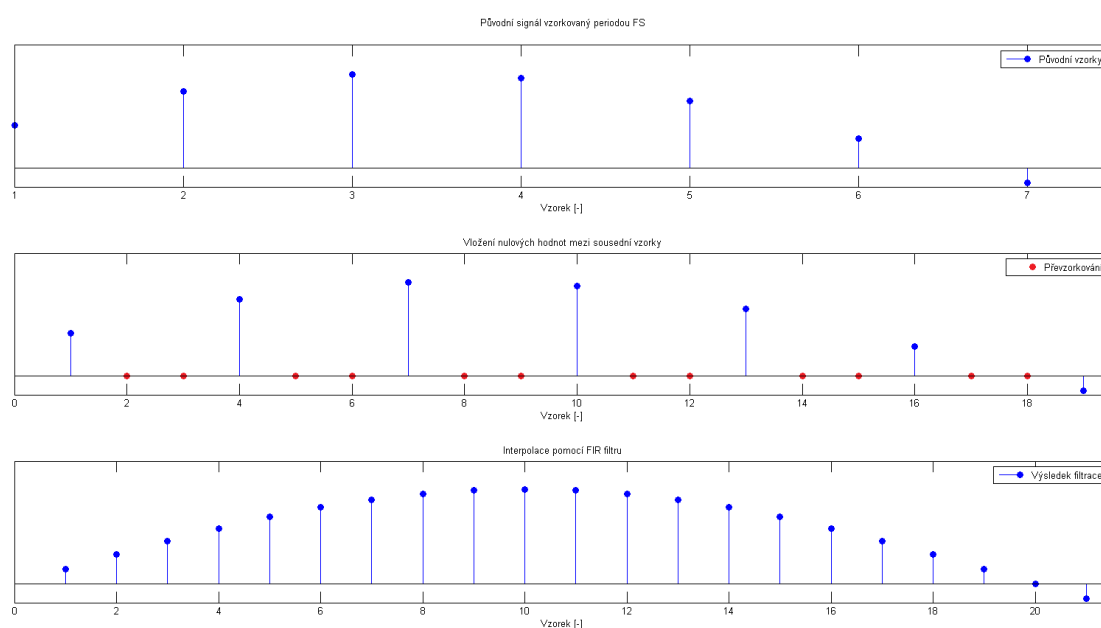


Obr. 131 Výsledné hodnoty metody Beamforming s využitím FFT akcelérátoru v polárních souřadnicích

11.2.4 Beamforming s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů

Z předcházejících ověření bylo zjištěno, že výsledná přesnost navržených metod je závislá na vzorkovací frekvenci signálů. Maximální nastavitelná vzorkovací frekvence pro převodníky AD1939 je 96 kHz pro každý vstupní analogový signál. Tuto maximální vzorkovací frekvenci je možné softwarově navýšit. Princip spočívá v převzorkování pomocí interpolace. V tomto případě se opět využije FIR akcelerátor. Postup je realizován pomocí vložení nulových hodnot mezi dva sousední vzorky naměřeného signálu. Následně je na tento signál aplikován FIR filtr typu dolní propust, který doplní místo nulových hodnot konkrétní hodnoty a daný signál tak zvýší počet vzorků.

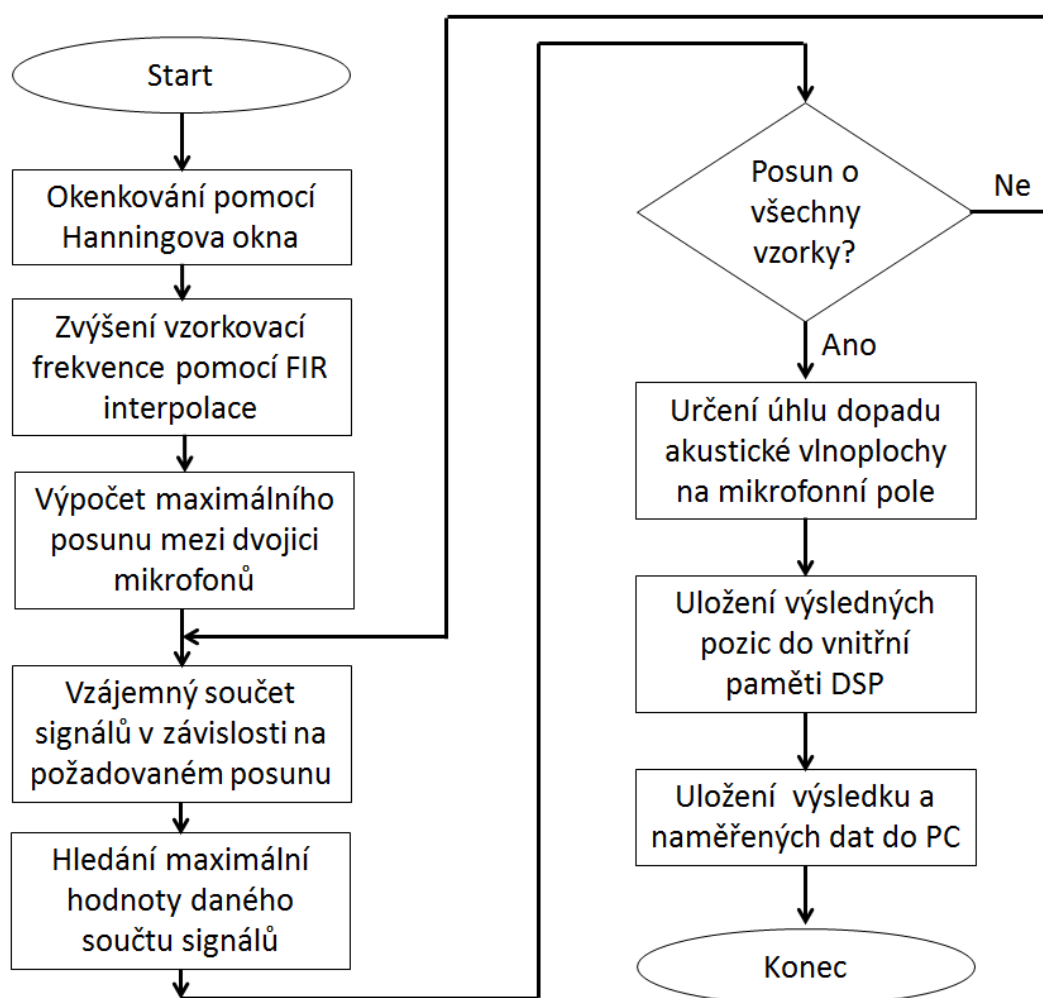
Pro metodu Beamforming s využitím interpolace pro převzorkování signálů je navržen FIR filtr 60. řádu typu dolní propust. Opět je zde uvažováno s trojicí mikrofonů, které tvoří sub-mikrofonní pole. Nejprve jsou signály upraveny pomocí Hannigova okénka a poté následuje proces, který vkládá dvě nulové hodnoty mezi sousední vzorky naměřeného signálu. Touto operací je trojnásobně zvýšená vzorkovací frekvence oproti původně použité vzorkovací frekvenci. Následně jsou signály upraveny pomocí FIR filtru a jsou tak doplněny konkrétní hodnoty namísto vložených nulových vzorků.



Obr. 132 Aplikovaná interpolace pomocí FIR filtru

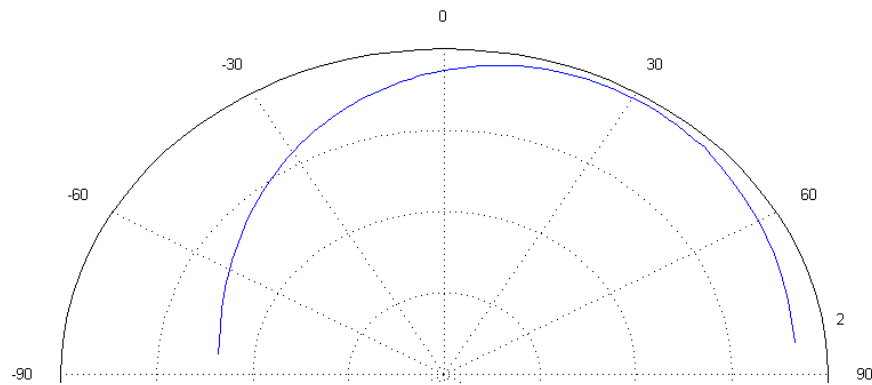
Po trojnásobném zvýšení vzorkovací frekvence jednotlivých signálů je vypočten maximální vzájemný posun daných signálů ve vzorcích, který by teoreticky nastal, pokud by akustická vlnoplocha dopadala na mikrofonní pole pod úhlem $\pm 90^\circ$. V následujícím kroku je prostřední mikrofon ze sub-mikrofonního pole určen jako referenční. Následně jsou vzorky signálů z krajních mikrofonů postupně po krocích posouvány o celé vzorky tak

dlouho, až dosáhnou maximálního možného vzájemného posunu. Například, signál z prvního krajního mikrofonu je posunut dopředu o jeden celý vzorek a signál druhého krajního mikrofonu je zpožděn o jeden celý vzorek. Výsledkem takto upravených signálů je jeden signál vyjadřující součet všech tří signálů, který odpovídá posunutí o daný počet vzorků. Maximální hodnota součtu signálů pro daný posun vzorků je uložena do paměti. Jakmile jsou signály vzájemně posunuty a sečteny, tak je vyhledána nejvyšší hodnota ze všech vypočtených hodnot pro jednotlivé vzájemné posuny. Tato hodnota pak určuje úhel, pod kterým dopadá akustická vlnoplocha na mikrofonní pole. Algoritmus této metody je zobrazen na následujícím obrázku (obr. 133).



Obr. 133 Navržený algoritmus metody Beamforming s využitím FIR filtru pro zvýšení vzorkovací frekvence

Ověření tohoto algoritmu bylo stejně jako v předchozích případech realizováno pomocí namodelovaných signálů, které simulovaly dopad akustické vlnoplochy pod úhlem 30° na lineární mikrofonní pole tvořené třemi mikrofony (obr. 126). Pro připomenutí, vzdálenost mezi sousedními mikrofony je 0,1 m. Generovaným signálem je signál typu sinus s frekvencí 500 Hz vzorkovaný 48 kHz. Rychlost zvukového signálu se předpokládá 343 m.s^{-1} .



Obr. 134 Výsledné hodnoty metody Beamforming s využitím FIR filtru pro zvýšení vzorkovací frekvence

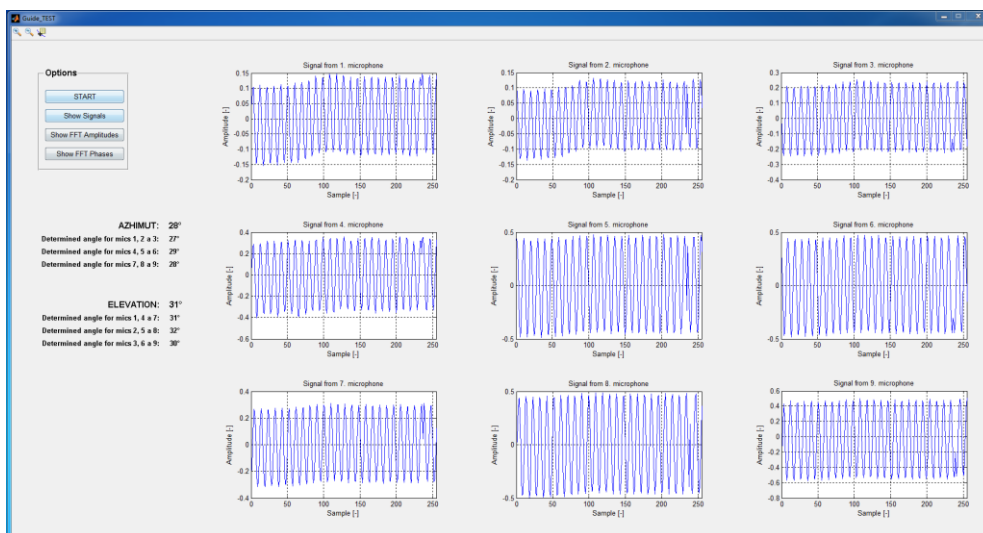
Výsledný úhel dopadu vlnoplochy na mikrofonní pole je určen pomocí algoritmu Beamforming s využitím FIR filtru pro zvýšení vzorkovací frekvence. Při použití tohoto algoritmu byla určena hodnota úhlu dopadající vlnoplochy $30,01^\circ$. Tato hodnota je dána převzorkováním původního signálu a odpovídá vzájemnému posunu dvou sousedních signálů o 21 vzorků. Porovnání vzájemného posunu signálů o celé vzorky a tomu odpovídající úhel dopadu je ukázán v následující tabulce.

Tabulka 22 Určení úhlu pro konkrétní vzájemné posunutí signálů dvou sousedních mikrofonů. Určeno pro hodnoty $d_{12} = 0,1 \text{ m}$, $f_s = 144 \text{ kHz}$ a $v = 343 \text{ m.s}^{-1}$

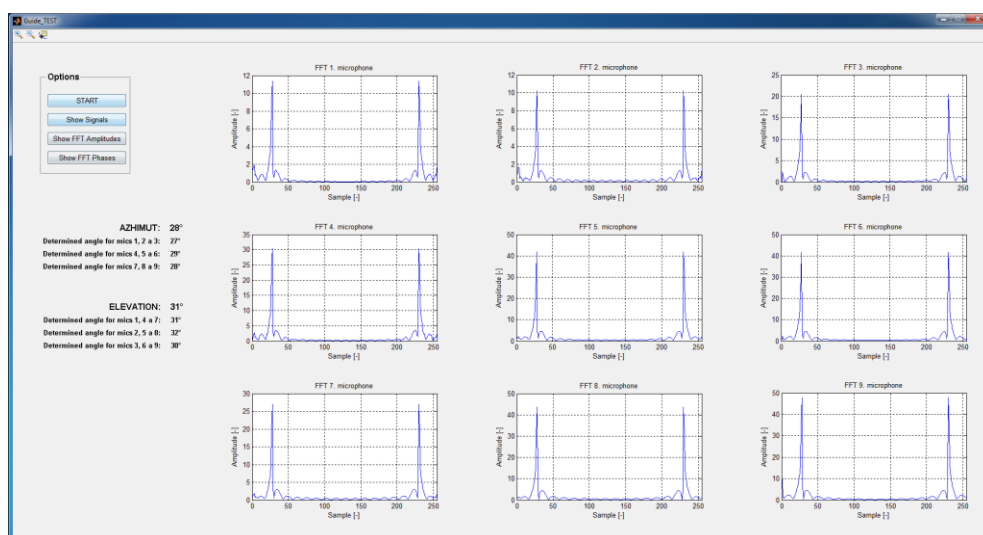
Vzájemný posun dvou signálů ve vzorcích [-]	19	20	21	22	23
Odpovídající úhel dopadu akustické vlnoplochy $[\circ]$	26,9	28,45	30,01	31,6	33,22

11.3 Grafické rozhraní v prostředí MATLAB

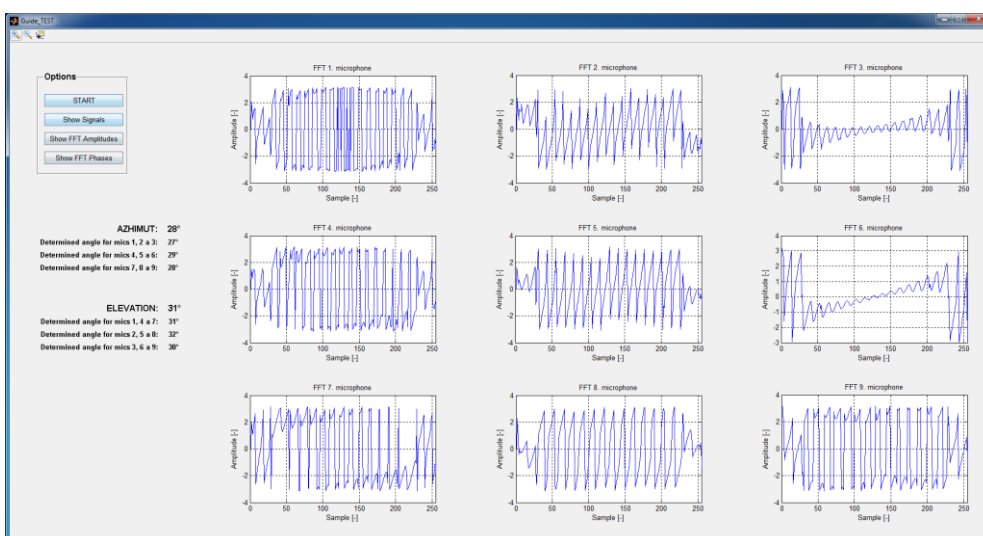
Výsledky jednotlivých měření jsou graficky prezentovány v navrženém grafickém rozhraní, které bylo realizováno pomocí softwaru Matlab. Tento software je vybaven specifickým nástrojem zvaným GUIDE, který je určen pro tvorbu grafických rozhraní. Celý koncept je navržen tak, aby zobrazoval naměřené signály z mikrofonního pole a také zobrazoval jednotlivé výsledky určení azimutového a elevačního úhlu. Výsledky jsou zobrazovány vždy pro trojici mikrofonů, které jsou sdružené v menších lineárních mikrofonních polích. Navržené grafické rozhraní obsahuje čtyři tlačítka. První tlačítko je nazvané „START“. Tímto tlačítkem se spouští výpočtový proces. Dalším tlačítkem se zobrazují jednotlivé naměřené signály. Pomocí posledních dvou tlačítek lze zobrazovat amplitudy a fáze jednotlivých signálů ve frekvenční oblasti. Hodnoty jsou zobrazeny v celém svém spektru tak, jak jsou vypočtené pomocí FFT akcelérátoru. Jednotlivé hodnoty v grafech je možné přiblížit a zjistit tak přesnější hodnoty na obou osách.



Obr. 135 Grafické rozhraní zobrazující naměřené signály a výsledky



Obr. 136 Grafické rozhraní zobrazující amplitudy signálů ve frekvenční oblasti



Obr. 137 Grafické rozhraní zobrazující fázi signálů ve frekvenční oblasti

12 Měření na funkčním vzorku

Jednotlivá měření jsou realizována v místnosti určené pro klasickou výuku. Nejedná se tedy o žádné speciální odhlučněné místo, které by omezilo nežádoucí šumy, ale jedná se o místo, ve kterém se vyskytují reálné akustické vlastnosti, jako je okolní hluk, odraz nebo pohlcení akustických vlnoploch.

Mikrofonní pole funkčního vzorku je tvořeno 9 mikrofonními kapslemi, které jsou připojeny do elektronických desek. Napájení těchto mikrofonů je řešeno pomocí těchto elektronických desek. Jednotlivé mikrofony jsou lineárně rozmístěny ve třech řadách po třech mikrofonech. Aby bylo možné v budoucnu tvořit variabilní rozmístění mikrofonních kapslí, jsou jednotlivé mikrofony ustaveny na mřížové konstrukci (obr. 138). Výhodou této mřížové konstrukce je nejen již zmíněná variabilita rozmístění mikrofonů, ale také možnost zvukových vln projít mřížovým polem bez nežádoucích odrazů, které mohou vzniknout v mikrofonním poli s pevnou zadní plochou.

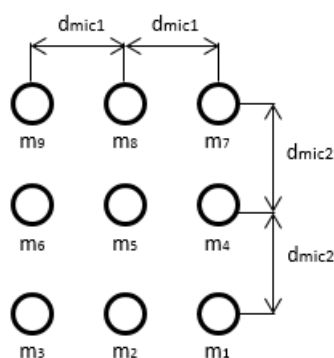


Obr. 138 Mřížová konstrukce určená k flexibilnímu ustavení jednotlivých mikrofonních kapslí

Jako zdroj akustického signálu je použit klasický reproduktor, který je určen pro připojení do PC nebo notebooků pomocí konektoru Jack 3,5 mm. Požadovaný akustický signál je generován pomocí softwaru Signal Analyser. Reproduktor je umístěn ve vzdálenosti L od mikrofonního pole a následně je umísťován tak, aby generovaný zvukový signál dopadal na mikrofonní pole pod požadovaným úhlem. Po dopadu akustických

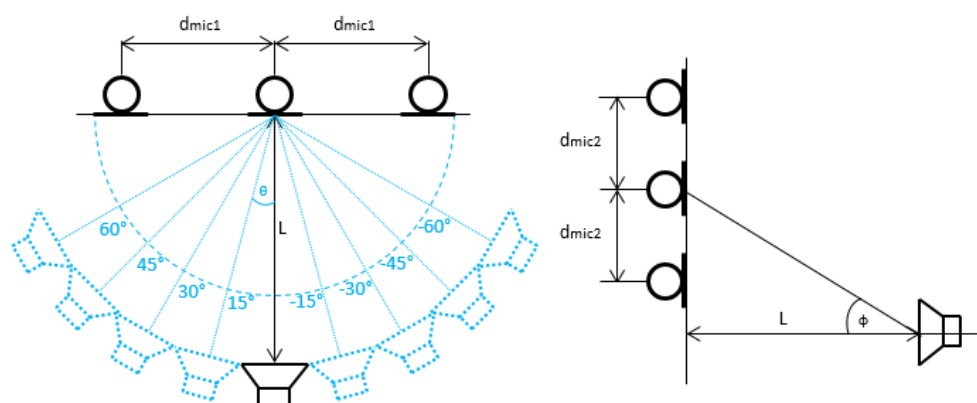
vlnoploch na jednotlivé mikrofony, jsou tyto neelektrické veličiny převedeny na elektrické signály a zesíleny. Dále jsou zpracovány pomocí dolnoproustného filtru. Dolnoproustný filtr je pomocí CINCH kabelů spojen se vstupními analogovými konektory vývojového kitu ADSP 21469 rozšířeného o další analogové vstupy. Tento vývojový kit obsahuje celkem 3 analogově-digitální převodníky, které transformují vstupní analogové signály do digitální formy. V digitální formě jsou jednotlivá data uložena v paměťových registrech DSP a je dále možné na ně aplikovat jednotlivé navržené algoritmy.

K ověření funkčního vzorku a navržených algoritmů bylo navrženo lineární mikrofonní pole, ve kterém jsou vzdálenosti dvou sousedních mikrofonů d_{mic1} a d_{mic2} rovny 0,039 m. Rozložení mikrofonů v tomto mikrofonním poli je navrženo tak, aby bylo možné co nejvíce zjednodušit výpočetní náročnost jednotlivých algoritmů. Velká výhoda tohoto pole je rozložení mikrofonů do tří vertikálních a tří horizontálních sub-mikrofonních polí, ve kterých jsou sousední mikrofonní jednotky vždy stejně vzdáleny.



Obr. 139 Geometrické rozložení mikrofonů v mikrofonním poli

Ve vzdálenosti 1 m od mikrofonního pole je umístěn reproduktor, který není ve stejné vertikální rovině jako prostřední mikrofón mikrofonního pole. Proto akustické vlny dopadají na mikrofonní pole pod elevačním úhlem -30° . V horizontální rovině je reproduktor postupně posunován tak, aby generované akustické signály dopadaly na mikrofonní pole pod požadovaným azimutovým úhlem θ . Na začátku je reproduktor umístěn v horizontální rovině kolmo na mikrofonní pole a postupně je jeho pozice v azimutové rovině posunována po jednotlivých 5° krocích tak, aby bylo umístění reproduktoru v celkovém rozsahu úhlů $\pm 90^\circ$. Grafické znázornění pozic umístění reproduktoru je ukázáno na následujícím obrázku (obr. 140).



Obr. 140 Jednotlivá umístění reproduktoru během měření. Levá část obrázku vyjadřuje horizontální rovinu s azimutovým úhlem θ a pravá část vertikální rovinu s elevačním úhlem ϕ

Pomocí reproduktoru je generován zvukový signál typu sinus s frekvencí 1 kHz. Aby nedošlo k prostorovému aliasingu, je provedeno ověření, zda signál o frekvenci 1 kHz splňuje Shannon-Nyquistův vzorkovací teorém. Po dosazení známých hodnot do této rovnice, rychlost zvuku $c = 343 \text{ m.s}^{-1}$ a nejdelší vzdálenosti mezi dvojicí mikrofonů $d_{12} = 0,11 \text{ m}$, která je dána mikrofony 3 a 7 a také 1 a 9, získáme maximální hodnotu, kterou může mít generovaný signál jako:

$$f_{max} = 1554 \text{ [Hz]} . \quad (82)$$

Frekvence generovaného signálu je 1 kHz a splňuje podmínku aliasingu a může být použita pro dané měření.

V následujících jednotlivých měřeních jsou postupně aplikovány všechny navržené algoritmy pro vzorkovací frekvence vstupních signálů 24 kHz, 48 kHz a 96 kHz. Následně, po provedení měření, lze porovnat jednotlivé metody, především co se týká přesnosti určení úhlu dopadající vlnoplochy na mikrofonní pole a dále potom určení časové náročnosti jednotlivých algoritmů.

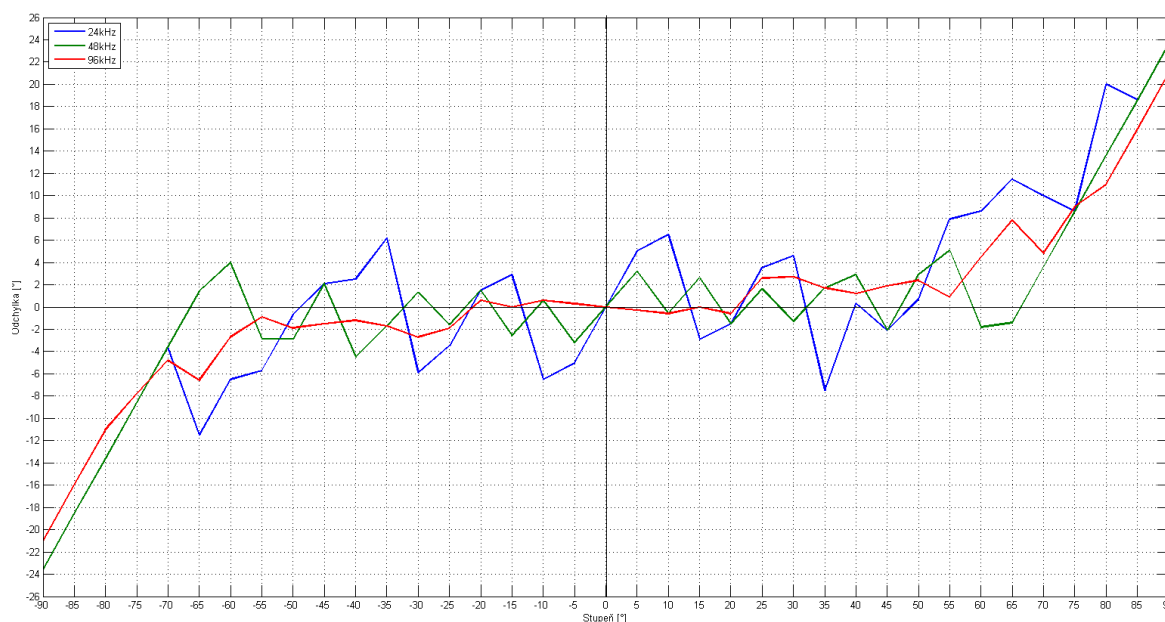
Pro první měření je použita metoda TDOA pro určení úhlu dopadu generovaného signálu na mikrofonní pole. V dalším měření je použita metoda Beamforming, která využívá vzájemného posunu signálů o celé vzorky. Po té následuje metoda Beamforming s využitím SINC funkce a FIR filtru pro vzájemný posun signálů o požadované zlomky vzorků. Předposlední metoda Beamforming využívá FFT pro transformaci signálů do frekvenční oblasti za účelem požadované změny fázového úhlu jednotlivých signálů. V posledním měření je použita metoda, která opět využívá FIR filtr tak, aby bylo možné provést interpolaci jednotlivých signálů a zvýšit tak trojnásobně původní vzorkovací frekvenci signálů.

12.1 Metoda TDOA

Tato metoda využívá FFT akcelerátoru pro zpracování naměřených signálů, které jsou nejprve převedeny z časové oblasti do frekvenční oblasti. Pomocí konvoluce dvou signálů je určena vzájemná korelace těchto signálů. Výsledkem této operace je signál, jehož nejvyšší hodnota určuje pozici vzorku, který udává vzájemný posun dvou signálů. Ze známých geometrických pozic mikrofónů, vzorkovací frekvence a rychlosti šíření zvuku ve vzduchu je možné určit úhel, pod kterým dopadá akustická vlnoplocha na mikrofónní pole. Celé mikrofónní pole je rozděleno na menší lineární pole složené ze tří mikrofónů. Celkem se tedy jedná o tři lineární pole ve vertikální rovině a tři lineární pole v horizontální rovině (obr. 139). Pro každé lineární pole je vypočten úhel dopadu mezi prvním a druhým mikrofónem, mezi druhým a třetím a nakonec mezi prvním a třetím mikrofónem. Takto jsou pro každé lineární sub-pole získány tři hodnoty předpokládaného úhlu dopadu. Konečný výsledek je pak určen z průměrných výsledných hodnot všech lineárních mikrofónních polí. Pokud tedy vezmeme v úvahu tři lineární pole v horizontální rovině pro určení úhlu azimutu, pak pro jedno měření získáme 9 vypočtených hodnot, které určují úhel azimutu dopadající vlnoplochy. To samé je získáno ve vertikální rovině, která určuje elevační úhel. Výsledky jednotlivých měření jsou rozděleny do dvou tabulek. První tabulka 23 ukazuje naměřené výsledky pro jednotlivé úhlové natočení reproduktoru v horizontální rovině. Druhá tabulka 24 reprezentuje výsledky určení elevačního úhlu. V tabulce 25 pro určení elevačního úhlu je pouze jeden údaj, který udává konstantní úhlové natočení reproduktoru ve vertikální rovině pod úhlem -30° . Konečná hodnota, která je zanesena v tabulce, odpovídá průměrné hodnotě ze všech horizontálních měření, která jsou realizována postupným natočením reproduktoru o 5° v rozsahu $\pm 90^\circ$.

Tabulka 23 Výsledky měření úhlu azimutu metodou TDOA

Azimutový úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]
-90	-66,4	-23,6	-66,4	-23,6	-69,0	-21,0
-85	-66,4	-18,6	-66,4	-18,6	-69,0	-16,0
-80	-66,4	-13,6	-66,4	-13,6	-69,0	-11,0
-75	-66,4	-8,6	-66,4	-8,6	-67,2	-7,8
-70	-66,4	-3,6	-66,4	-3,6	-65,2	-4,8
-65	-53,5	-11,5	-66,4	1,4	-58,4	-6,6
-60	-53,5	-6,5	-64,0	4,0	-57,3	-2,7
-55	-49,3	-5,7	-52,1	-2,9	-54,1	-0,9
-50	-49,3	-0,7	-47,1	-2,9	-48,1	-1,9
-45	-47,1	2,1	-47,1	2,1	-43,5	-1,5
-40	-42,5	2,5	-35,5	-4,5	-38,8	-1,2
-35	-41,2	6,2	-33,3	-1,7	-33,3	-1,7
-30	-24,1	-5,9	-31,3	1,3	-27,3	-2,7
-25	-21,5	-3,5	-23,4	-1,6	-23,1	-1,9
-20	-21,5	1,5	-21,5	1,5	-20,6	0,6
-15	-17,9	2,9	-12,4	-2,6	-15,0	0,0
-10	-3,5	-6,5	-10,6	0,6	-10,6	0,6
-5	0,0	-5,0	-1,8	-3,2	-5,3	0,3
0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	0,0	5,0	1,8	3,2	5,3	-0,3
10	3,5	6,5	10,6	-0,6	10,6	-0,6
15	17,9	-2,9	12,4	2,6	15,0	0,0
20	21,5	-1,5	21,5	-1,5	20,6	-0,6
25	21,5	3,5	23,4	1,6	22,4	2,6
30	25,4	4,6	31,3	-1,3	27,3	2,7
35	42,5	-7,5	33,3	1,7	33,3	1,7
40	39,7	0,3	37,1	2,9	38,8	1,2
45	47,1	-2,1	47,1	-2,1	43,1	1,9
50	49,3	0,7	47,1	2,9	47,6	2,4
55	47,1	7,9	49,9	5,1	54,1	0,9
60	51,4	8,6	61,8	-1,8	55,5	4,5
65	53,5	11,5	66,4	-1,4	57,2	7,8
70	60,0	10,0	66,4	3,6	65,2	4,8
75	66,4	8,6	66,4	8,6	66,0	9,0
80	60,0	20,0	66,4	13,6	69,0	11,0
85	66,4	18,6	66,4	18,6	69,0	16,0
90	66,4	23,6	66,4	23,6	69,0	21,0
Průměrná absolutní odchylka [°]		7,4		5,3		4,7



Obr. 141 Odchylky výsledného určení azimutu oproti skutečnému stavu pro metodu TDOA

Tabulka 24 Celkový výpočetní čas metody TDOA

	24 kHz	48 kHz	96 kHz
Výpočetní čas algoritmu [s]	2,117414e-03		

Tabulka 25 Výsledky měření elevačního úhlu metodou TDOA

Elevační úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]
-30	-26,9	3,1	-30,8	0,8	-28,0	2

V předcházející tabulce 23 jsou vidět výsledky jednotlivých měření, které ukazují, že se stoupající vzorkovací frekvenci dochází k zpřesňování výsledných hodnot. Ve výsledných hodnotách je rovněž vidět stoupající nepřesnosti pro krajní natočení reproduktoru. To je dáno maximálním možným vzájemným posunem dvou signálů o celé vzorky. Například signály dvou sousedních mikrofonů, vzdálenými od sebe 0,039 m a vzorkované 24 kHz, mají určený maximální vzájemný posun 2 vzorky a to proto, aby nedošlo k vytvoření prostorového aliasingu. Pokud jsou tyto dva signály vzájemně posunuty o jeden vzorek, pak tento posun ukazuje dopad akustické vlnoplochy na mikrofonní pole pod úhlem 21,5°. V případě, že jsou signály navzájem zpožděny o 2 vzorky, pak tento posun odpovídá dopadu vlnoplochy na mikrofonní pole pod úhlem 47,1°. V případě porovnání dvou krajních mikrofonů, které jsou od sebe vzdáleny 0,078 m, dostaneme maximální možný vzájemný posun 5 vzorků. Těchto 5 vzorků odpovídá úhlu dopadu 66,4°. Proto jsou výsledky pro krajní natočení reproduktoru nepřesné. Při použití vzorkovací frekvence 96 kHz je dosaženo průměrné absolutní odchylky 4,7°.

Výsledky určení elevačního úhlu jsou u tohoto měření nejpřesnější pro vzorkovací frekvenci 48 kHz. V tomto případě se jedná o hodnotu absolutní odchylky $0,8^\circ$. Při vzorkovací frekvenci 96 kHz dochází k mírnému zašumění signálů a to se projevilo na určení výsledné odchylky elevačního úhlu, která při této vzorkovací frekvenci odpovídá 2° .

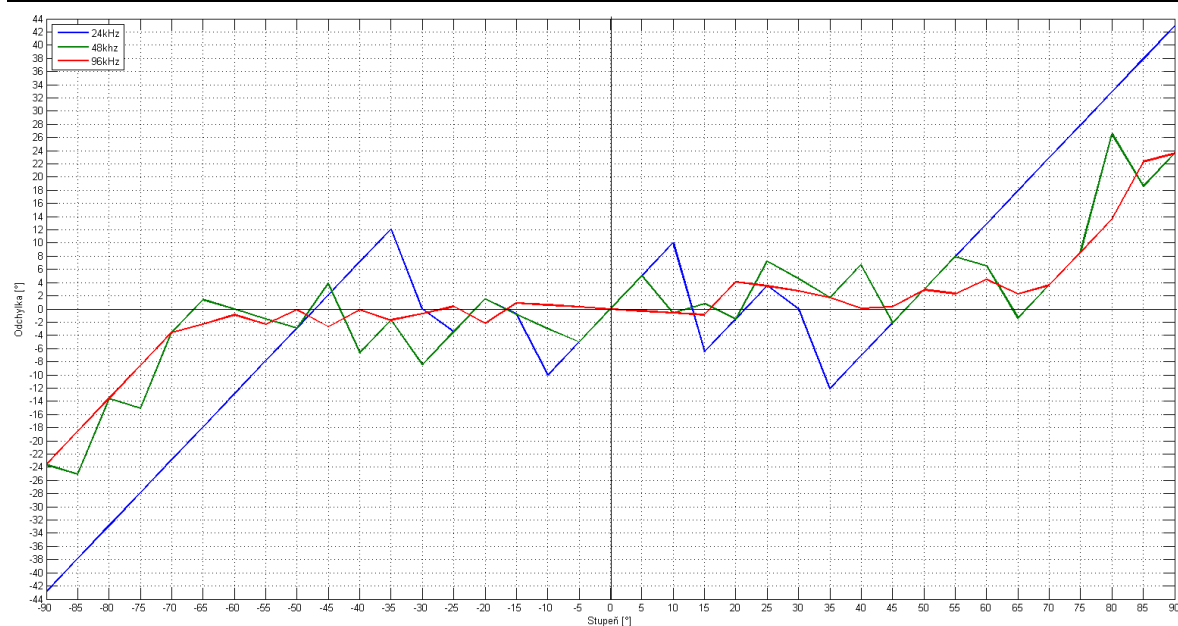
Během tohoto měření byl také snímán celkový výpočetní čas digitálního signálového procesoru. Tento čas byl určen pomocí celkového počtu vykonaných taktů digitálního signálového procesoru během zpracování celého algoritmu (tabulka 24).

12.2 Beamforming - zpoždění o celé vzorky

Tato metoda opět používá rozdělení jednotlivých mikrofónů do menších polí o třech mikrofónech (obr. 139). Následně jsou signály navzájem zpožďovány o celé vzorky a sečteny. Nakonec se vyhledává maximální hodnota součtu těchto signálů, která určuje velikost amplitudy pro dané vzájemné zpoždění naměřených signálů. V tomto algoritmu je vždy prostřední mikrofón sub-mikrofonního pole určen jako referenční. Signály krajních mikrofónů jsou pak posunovány o požadovaný počet vzorků. Výsledky této metody jsou opět závislé na vzorkovací frekvenci. Například pro vzdálenost 0,039 m dvou sousedních mikrofónů v sub-mikrofonním je maximální posun signálu ve vzorcích opět tak jako v případě metody TDOA roven 2 vzorkům, které odpovídají úhlu dopadu akustické vlnoplochy $47,1^\circ$. Při použití vzorkovací frekvence 48 kHz je maximální vzájemný posun dvou signálů 5 vzorků a při použití vzorkovací frekvence 96 kHz je vzájemný posun dvou signálů roven 10 vzorkům, které odpovídají úhlu dopadu akustické vlnoplochy $66,4^\circ$. Těmito možnostmi je vytýčena přesnost této metody. V následující tabulce 26 jsou ukázány jednotlivé výsledky určení azimutového úhlu a v další tabulce 28 jsou ukázány výsledky měření elevačního úhlu. V obou tabulkách je vidět určitý progres zpřesnění výsledků v závislosti na vzorkovací frekvenci. Nejmenších odchylek je dosaženo při použití vzorkovací frekvence 96 kHz a to pro oba měřené úhly. Z pohledu výpočetní náročnosti se jedná o velice rychlou metodu (tabulka 27).

Tabulka 26 Výsledky měření úhlu azimutu pro Beamforming – zpoždění o celé vzorky

Azimutový úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]
-90	-47,1	-42,9	-66,4	-23,6	-66,4	-23,6
-85	-47,1	-37,9	-60,0	-25,1	-66,4	-18,6
-80	-47,1	-32,9	-66,4	-13,6	-66,4	-13,6
-75	-47,1	-27,9	-60,0	-15,1	-66,4	-8,6
-70	-47,1	-22,9	-66,4	-3,6	-66,4	-3,6
-65	-47,1	-17,9	-66,4	1,4	-62,8	-2,3
-60	-47,1	-12,9	-60,0	0,0	-59,1	-0,9
-55	-47,1	-7,9	-53,5	-1,5	-52,7	-2,3
-50	-47,1	-2,9	-47,1	-2,9	-49,9	-0,1
-45	-47,1	2,1	-48,9	3,9	-42,3	-2,7
-40	-47,1	7,1	-33,3	-6,7	-39,9	-0,1
-35	-47,1	12,1	-33,3	-1,7	-33,3	-1,7
-30	-30,0	0,0	-21,5	-8,5	-29,3	-0,7
-25	-21,5	-3,5	-21,5	-3,5	-25,4	0,4
-20	-21,5	1,5	-21,5	1,5	-17,8	-2,2
-15	-14,3	-0,7	-14,2	-0,8	-15,9	0,9
-10	0,0	-10,0	-7,0	-3,0	-10,6	0,6
-5	0,0	-5,0	0,0	-5,0	-5,3	0,3
0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	0,0	5,0	0,0	5,0	5,3	-0,3
10	0,0	10,0	10,6	-0,6	10,6	-0,6
15	21,5	-6,5	14,2	0,8	15,9	-0,9
20	21,5	-1,5	21,5	-1,5	15,9	4,1
25	21,5	3,5	17,8	7,2	21,5	3,5
30	30,0	0,0	25,4	4,6	27,3	2,7
35	47,1	-12,1	33,3	1,7	33,3	1,7
40	47,1	-7,1	33,3	6,7	39,9	0,1
45	47,1	-2,1	47,1	-2,1	44,7	0,3
50	47,1	2,9	47,1	2,9	47,1	2,9
55	47,1	7,9	47,1	7,9	52,7	2,3
60	47,1	12,9	53,5	6,5	55,5	4,5
65	47,1	17,9	66,4	-1,4	62,8	2,3
70	47,1	22,9	66,4	3,6	66,4	3,6
75	47,1	27,9	66,4	8,6	66,4	8,6
80	47,1	32,9	53,5	26,5	66,4	13,6
85	47,1	37,9	66,4	18,6	62,8	22,3
90	47,1	42,9	66,4	23,6	66,4	23,6
Průměrná absolutní odchylka [°]		13,6		6,8		4,9



Obr. 142 Odchylky výsledného určení azimutu oproti skutečnému stavu pro metodu Beamforming – zpoždění o celé vzorky

Tabulka 27 Celkový výpočetní čas metody Beamforming – zpoždění o celé vzorky

	24 kHz	48 kHz	96 kHz
Výpočetní čas algoritmu [s]	1,141676e-03	2,178069e-03	3,912348e-03
Průměrný čas [s]	2,4106e-03		

Tabulka 28 Výsledky měření elevačního úhlu metodou Beamforming – zpoždění o celé vzorky

Elevační úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]
-30	-23,6	6,4	-33,2	3,2	-28,2	1,8

Z výsledných hodnot tohoto algoritmu jsou viditelné přesnější výsledky dosažené zvýšením vzorkovací frekvence naměřených signálů. Výhodou tohoto algoritmu je vysoká rychlost výpočtu.

12.3 Beamforming - zpoždění o zlomky vzorků

Princip této metody vychází z předchozí metody, která vzájemně posunovala signály o celé vzorky. Následně byly tyto signály sečteny a bylo vyhledáno maximum pro každý vzájemný posun signálů. V tomto měření jsou signály postupně upravovány tak, aby bylo možné realizovat zlomkové zpoždění signálů. To znamená, že je možné imaginárně natáčet mikrofonní pole tak, aby bylo dosaženo požadovaného úhlového natočení. To je realizováno pomocí funkce SINC a FIR filtru. Pomocí této kombinace je možné zpoždit jednotlivý signál o požadovanou zlomkovou hodnotu. Ve své podstatě to znamená, že signál je upravován, aby jeho průběh odpovídal tomu, jako by akustická vlnoplocha dopadala na mikrofonní pole pod konkrétním úhlem. Samotná realizace probíhá tak, že jeden z krajních mikrofonů je určen jako referenční. Následuje úprava signálů prostředního a druhého krajního mikrofonu. Jako první je vypočítána hodnota posunu, o kterou se musí každý konkrétní signál zpoždit, aby jeho průběh odpovídal požadovanému imaginárnímu natočení mikrofonního pole. Například, pokud je použita vzorkovací frekvence 24 kHz a je potřeba zpoždit signál prostředního mikrofonu oproti referenčnímu signálu o hodnotu odpovídající dopadu akustické vlnoplochy pod úhlem 30° , bude potřeba zpoždit signál prostředního mikrofonu o 1,36 vzorku. Nejprve je tedy signál prostředního mikrofonu zpožděn o celý 1 vzorek a následně je pomocí SINC funkce a FIR filtru realizováno zlomkové zpoždění o 0,36 vzorku. Takto upravené signály se následně sčítají a opět se hledá maximální zisk jednotlivých součtů pro imaginární natočení mikrofonního pole v rozsahu $\pm 90^\circ$. Celkově se jedná o časově velice náročnou operaci, protože je imaginární pole natáčeno o 1° . Ve výsledcích je opět patrná závislost přesnosti na vzorkovací frekvenci. Oproti minulé metodě došlo k zpřesnění výsledku, ale metoda je velice náročná na výpočetní čas.

Tabulka 29 Celkový výpočetní čas metody Beamforming – zpoždění o zlomky vzorků

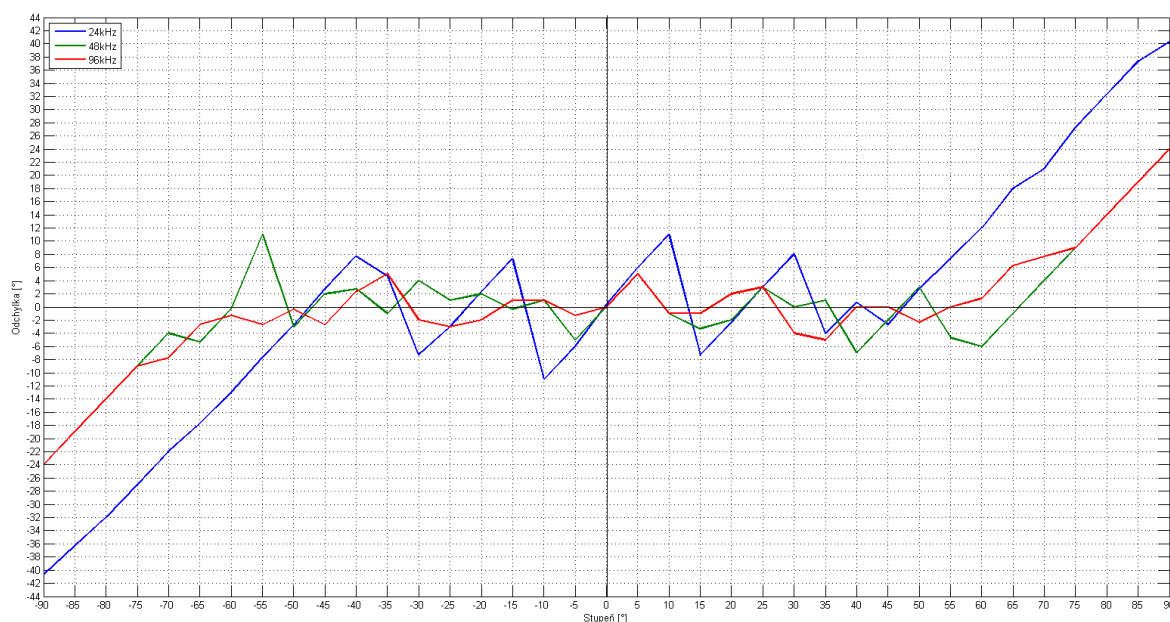
	24 kHz	48 kHz	96 kHz
Výpočetní čas algoritmu [s]	1,147896e-01		

Tabulka 30 Výsledky měření elevačního úhlu metodou Beamforming – zpoždění o zlomky vzorků

Elevační úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]
-30	-21,1	8,8	-34,6	4,6	-27,1	2,9

Tabulka 31 Výsledky měření úhlu azimutu metodou Beamforming – zpoždění o zlomky vzorků

Azimutový úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]
-90	-49,3	-40,7	-66,0	-24,0	-66,0	-24,0
-85	-48,7	-36,3	-66,0	-19,0	-66,0	-19,0
-80	-48,0	-32,0	-66,0	-14,0	-66,0	-14,0
-75	-48,0	-27,0	-66,0	-9,0	-66,0	-9,0
-70	-48,0	-22,0	-66,0	-4,0	-62,3	-7,7
-65	-47,3	-17,7	-59,7	-5,3	-62,3	-2,7
-60	-47,0	-13,0	-59,7	-0,3	-58,7	-1,3
-55	-47,3	-7,7	-66,0	11,0	-52,3	-2,7
-50	-47,3	-2,7	-47,0	-3,0	-49,7	-0,3
-45	-47,7	2,7	-47,0	2,0	-42,3	-2,7
-40	-47,7	7,7	-42,7	2,7	-42,3	2,3
-35	-39,7	4,7	-34,0	-1,0	-40,0	5,0
-30	-22,7	-7,3	-34,0	4,0	-28,0	-2,0
-25	-22,0	-3,0	-26,0	1,0	-22,0	-3,0
-20	-22,3	2,3	-22,0	2,0	-18,0	-2,0
-15	-22,3	7,3	-14,7	-0,3	-16,0	1,0
-10	1,0	-11,0	-11,0	1,0	-11,0	1,0
-5	1,0	-6,0	0,0	-5,0	-3,7	-1,3
0	-0,3	0,3	0,0	0,0	0,0	0,0
5	-1,0	6,0	0,0	5,0	0,0	5,0
10	-1,0	11,0	11,0	-1,0	11,0	-1,0
15	22,3	-7,3	18,3	-3,3	16,0	-1,0
20	22,3	-2,3	22,0	-2,0	18,0	2,0
25	22,0	3,0	22,0	3,0	22,0	3,0
30	22,0	8,0	30,0	0,0	34,0	-4,0
35	39,0	-4,0	34,0	1,0	40,0	-5,0
40	39,3	0,7	47,0	-7,0	40,0	0,0
45	47,7	-2,7	47,0	-2,0	45,0	0,0
50	47,3	2,7	47,0	3,0	52,3	-2,3
55	47,7	7,3	59,7	-4,7	55,0	0,0
60	48,0	12,0	66,0	-6,0	58,7	1,3
65	47,0	18,0	66,0	-1,0	58,7	6,3
70	49,0	21,0	66,0	4,0	62,3	7,7
75	47,7	27,3	66,0	9,0	66,0	9,0
80	47,7	32,3	66,0	14,0	66,0	14,0
85	47,7	37,3	66,0	19,0	66,0	19,0
90	49,7	40,3	66,0	24,0	66,0	24,0
Průměrná absolutní odchylka [°]		13,4		5,9		5,6



Obr. 143 Odchylky výsledného určení azimutu oproti skutečnému stavu pro metodu Beamforming – zpoždění o zlomky vzorků

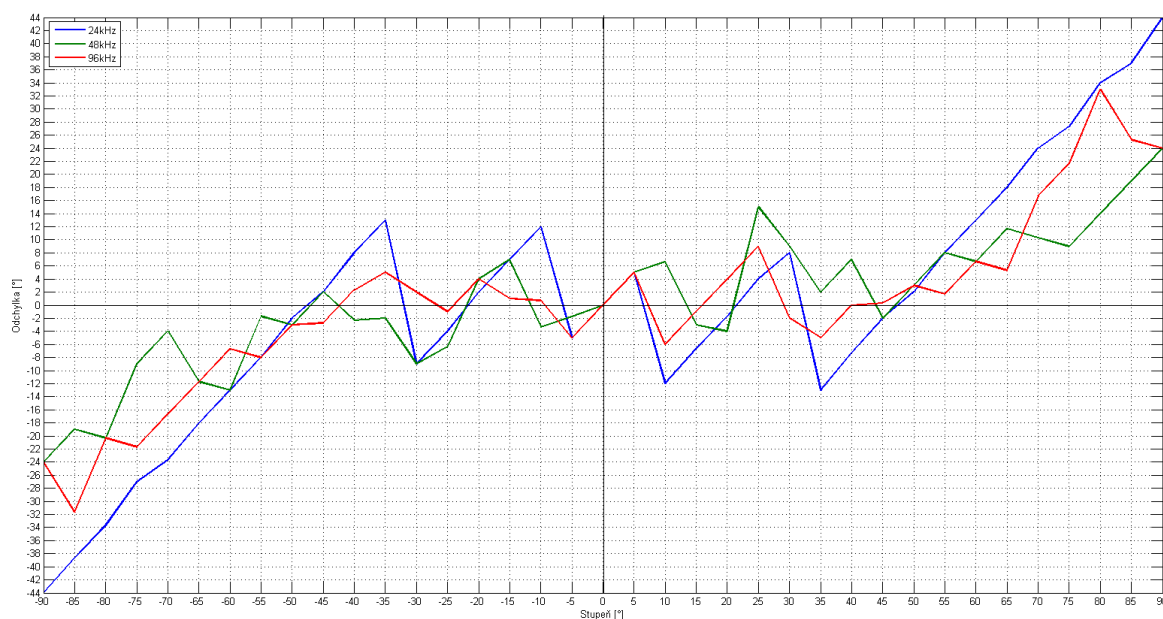
Výsledné hodnoty tohoto měření jsou opět závislé na použité vzorkovací frekvenci. S vyššími vzorkovacími frekvencemi roste přesnost určení jednotlivých úhlů dopadu. Nevýhodou tohoto algoritmu je vysoká časová náročnost vzhledem k předchozím použitým metodám.

12.4 Beamforming - využití FFT akcelérátoru

Digitální signálový procesor ADSP 21469 obsahuje ve své výbavě FFT akcelérátor, který je možné využít pro transformaci signálů z časové oblasti do frekvenční oblasti. Jednotlivé mikrofony z mikrofonního pole jsou opět rozděleny do tří vertikálních a tří horizontálních sub-mikrofonních polí po třech mikrofonech (obr. 139). Referenčním mikrofonom je vždy jeden z krajních mikrofonů daného sub-mikrofonního pole. Jednotlivé signály jsou převedeny do frekvenční oblasti, ve které jsou upravovány tak, aby získaly žádaný fázový posun, který je vyjádřen vždy celými vzorky. To znamená celočíselné násobky vzorkovacího intervalu. Poté jsou tyto upravené signály sečteny a převedeny zpátky do časové oblasti. V časové oblasti jsou vyhledávány maximální hodnoty jednotlivých součtů signálů. Z výsledků určení azimutového úhlu (tabulka 32) je opět patrné zmenšování průměrné odchylky v závislosti na vzorkovací frekvenci. Stejná závislost odchylky na vzorkovací frekvenci je patrná ve výsledcích určení elevačního úhlu (tabulka 34).

Tabulka 32 Výsledky měření úhlu azimutu metodou Beamforming – využití FFT akcelérátoru

Azimutový úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]
-90	-47,1	42,9	-66,4	-42,9	-66,4	23,6
-85	-47,1	37,9	-66,4	-37,9	-66,4	18,6
-80	-47,1	32,9	-66,4	-32,9	-66,4	13,6
-75	-47,1	27,9	-66,4	-27,9	-66,4	8,6
-70	-47,1	22,9	-66,4	-22,9	-62,8	7,3
-65	-47,1	17,9	-66,4	-17,9	-59,1	5,9
-60	-47,1	12,9	-66,4	-12,9	-52,7	7,3
-55	-47,1	7,9	-53,5	-7,9	-47,1	7,9
-50	-47,1	2,9	-47,1	-2,9	-47,1	2,9
-45	-47,1	2,1	-42,5	2,1	-39,9	5,1
-40	-47,1	7,1	-33,3	7,1	-37,7	2,3
-35	-38,6	3,6	-33,3	3,6	-33,3	1,7
-30	-21,5	8,5	-21,5	-8,5	-27,3	2,7
-25	-21,5	3,5	-21,5	-3,5	-25,4	0,4
-20	-21,5	1,5	-17,8	1,5	-15,9	4,1
-15	-21,5	6,5	-10,6	6,5	-15,9	0,9
-10	0,0	10,0	-7,0	-10,0	-8,8	1,2
-5	0,0	5,0	0,0	-5,0	-5,3	0,3
0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
5	0,0	5,0	0,0	5,0	5,3	0,3
10	0,0	10,0	7,0	10,0	10,6	0,6
15	0,0	15,0	10,6	15,0	15,9	0,9
20	21,5	1,5	21,5	-1,5	15,9	4,1
25	21,5	3,5	21,5	3,5	21,5	3,5
30	21,5	8,5	21,5	8,5	29,3	0,7
35	21,5	13,5	33,3	13,5	33,3	1,7
40	21,5	18,5	37,9	18,5	39,9	0,1
45	38,6	6,4	47,1	6,4	39,9	5,1
50	47,1	2,9	47,1	2,9	44,7	5,3
55	47,1	7,9	47,1	7,9	47,1	7,9
60	47,1	12,9	53,5	12,9	55,5	4,5
65	47,1	17,9	66,4	17,9	59,1	5,9
70	47,1	22,9	66,4	22,9	62,8	7,3
75	47,1	27,9	66,4	27,9	66,4	8,6
80	47,1	32,9	66,4	32,9	66,4	13,6
85	47,1	37,9	66,4	37,9	66,4	18,6
90	47,1	42,9	66,4	42,9	66,4	23,6
Průměrná absolutní odchylka [°]		14,6		9,1		6,1



Obr. 144 Odchylky výsledného určení azimutu oproti skutečnému stavu pro metodu Beamforming – využití FFT akcelérátoru

Tabulka 33 Celkový výpočetní čas metody Beamforming – využití FFT akcelérátoru

	24 kHz	48 kHz	96 kHz
Výpočetní čas algoritmu [s]	1,007291e-02	2,340733e-02	4,563674e-02
Průměrný čas [s]	2,6282e-02		

Tabulka 34 Výsledky měření elevačního úhlu metodou Beamforming – využití FFT akcelérátoru

Elevační úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]
-30	-20,9	9,1	-33,3	3,3	-28,1	1,9

Méně přesné výsledky této metody jsou dány převedením necelistvých signálů do frekvenční oblasti, jejich upravením a následném zpracování. Vzhledem k výpočetním operacím této metody se jedná se o početně náročnější metodu.

12.5 Beamforming - interpole pomocí FIR filtru

Tento algoritmus interpoluje naměřené signály pomocí FIR filtru 60. řádu. Celý proces spočívá v trojnásobném převzorkování původní vzorkovací frekvence daného signálu. Nejprve jsou aplikovány dva nulové vzorky mezi původní naměřené vzorky jednotlivých signálů. Na takto upravené vzorky je aplikován FIR filtr typu dolní propust, který doplní konkrétní hodnoty na místa s původně vloženými nulovými hodnotami. Například, pokud jsou signály původně vzorkovány 24 kHz, pak po převzorkování mají 72 kHz. Mikrofonní pole je stejně jako v předchozích případech rozděleno na sub-mikrofonní pole o třech mikrofonech. Prostřední mikrofon je referenční a jeden krajní mikrofon je vždy o jeden vzorek posunut doprava a druhý krajní mikrofon je o jeden vzorek posunut doleva. Je to stejný princip, který je použit u základního Beamformingu. Takto lze zjistit maximální hodnotu součtu pro každý jednotlivý posun signálů. Nejvyšší hodnota součtu pro každý vzájemný posun signálů ve vzorcích udává směrový úhel přicházející zvukové vlnoplochy. Následující tabulky 36 a 37 ukazují vypočtené výsledky pro úhly azimutu a elevace. V obou případech je patrné, že nejlepší výsledky byly dosaženy při použité originální vzorkovací frekvenci 48 kHz. Signály vzorkované touto frekvencí jsou převzorkovány na frekvenci 144 kHz. Na signálech původně vzorkovaných 96 kHz jsou patrné šумы, které ovlivňují výsledky tohoto algoritmu.

Tabulka 35 Celkový výpočetní čas metody Beamforming – interpole pomocí FIR filtru

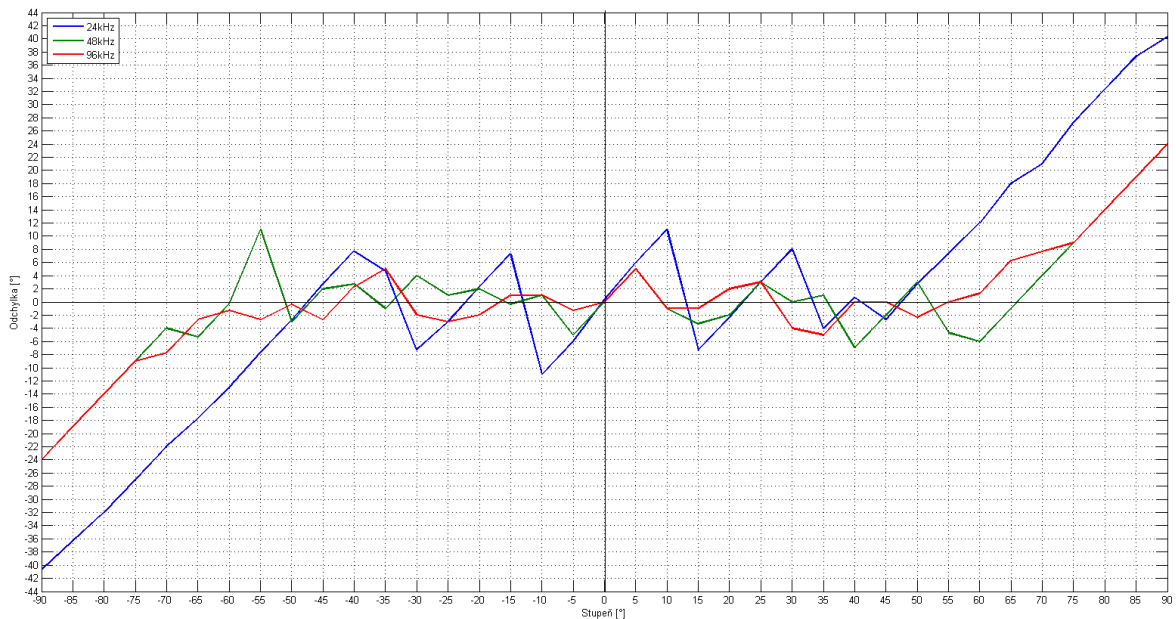
	24 kHz	48 kHz	96 kHz
Výpočetní čas algoritmu [s]	1,095568e-02	1,916789e-02	3,565476e-02
Průměrný čas [s]	2,1925e-02		

Tabulka 36 Výsledky měření elevačního úhlu metodou Beamforming – interpole pomocí FIR filtru

Elevační úhel natočení [°]	24 kHz		48 kHz		96 kHz	
	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]	Výsledek elevačního úhlu [°]	Průměrná absolutní odchylka [°]
-30	-27,1	2,9	-28,8	1,2	-27,7	2,3

Tabulka 37 Výsledky měření úhlu azimutu metodou Beamforming – interpolace pomocí FIR filtru

Azimutový úhel natočení [°]	24kHz		48kHz		96kHz	
	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]	Výsledek azimutu [°]	Odchylka [°]
-90	-77,7	-12,3	-77,7	-12,3	-77,7	-12,3
-85	-77,7	-7,3	-77,7	-7,3	-73,4	-11,6
-80	-77,7	-2,3	-77,7	-2,3	-68,0	-12,0
-75	-77,7	2,7	-77,7	2,7	-65,0	-10,0
-70	-77,7	7,7	-73,9	3,9	-63,7	-6,3
-65	-65,1	0,1	-70,2	5,2	-60,0	-5,0
-60	-65,1	5,1	-61,3	1,3	-53,6	-6,4
-55	-65,1	10,1	-54,7	-0,3	-50,7	-4,3
-50	-51,0	1,0	-48,9	-1,1	-50,7	0,7
-45	-51,0	6,0	-43,8	-1,2	-43,0	-2,0
-40	-40,8	0,8	-39,1	-0,9	-38,4	-1,6
-35	-40,8	5,8	-34,7	-0,3	-33,3	-1,7
-30	-32,0	2,0	-32,0	2,0	-28,6	-1,4
-25	-24,1	-0,9	-25,3	0,3	-25,4	0,4
-20	-24,1	4,1	-20,3	0,3	-19,0	-1,0
-15	-15,4	0,4	-15,3	0,3	-14,7	-0,3
-10	-11,8	1,8	-11,8	1,8	-9,4	-0,6
-5	-9,4	4,4	-4,7	-0,3	-5,2	0,2
0	-2,3	2,3	-1,2	1,2	0,0	0,0
5	4,7	0,3	2,3	2,7	4,1	0,9
10	4,7	5,3	9,4	0,6	8,1	1,9
15	11,8	3,2	12,9	2,1	13,5	1,5
20	19,0	1,0	17,1	2,9	17,2	2,8
25	19,0	6,0	24,0	1,0	22,8	2,2
30	26,7	3,3	30,6	-0,6	29,2	0,8
35	34,8	0,2	36,2	-1,2	31,9	3,1
40	34,8	5,2	40,7	-0,7	38,4	1,6
45	43,9	1,1	42,3	2,7	41,4	3,6
50	43,9	6,1	48,9	1,1	43,8	6,2
55	54,9	0,1	50,8	4,2	48,9	6,1
60	54,9	5,1	58,8	1,2	51,7	8,3
65	54,9	10,1	63,9	1,1	56,7	8,3
70	58,8	11,2	70,2	-0,2	60,0	10,0
75	65,1	9,9	73,9	1,1	65,0	10,0
80	71,4	8,6	73,9	6,1	65,0	15,0
85	77,7	7,3	73,9	11,1	70,2	14,8
90	77,7	12,3	76,1	13,9	71,8	18,2
Průměrná absolutní odchylka [°]		4,7		2,7		5,2

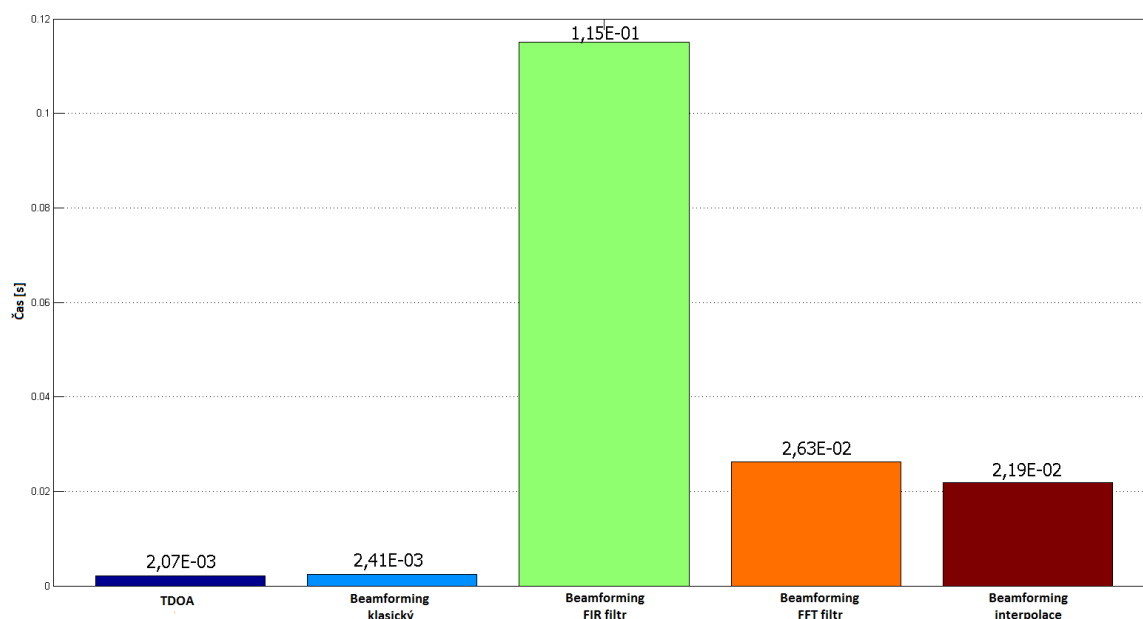


Obr. 145 Odchylky výsledného určení azimutu oproti skutečnému stavu pro metodu Beamforming – interpolace pomocí FIR filtru

Jedná se o metodu, která využívá to nejlepší z předcházejících navržených metod. Především je přesná pro vzorkovací frekvence 24 kHz a 48 kHz. Při použité vzorkovací frekvenci 96 kHz dochází během interpolačního procesu ke zkreslení signálů především z důvodů šumů.

12.6 Porovnání a vyhodnocení použitých algoritmů

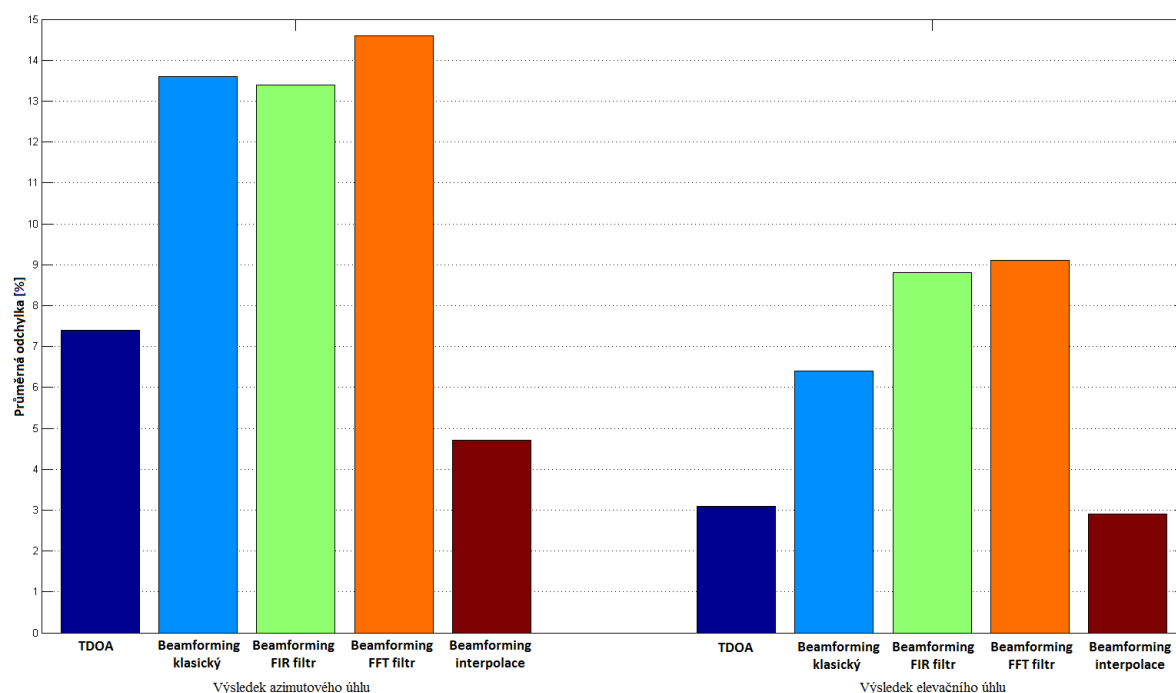
Všechna měření byla provedená při stejných počátečních podmínkách. U jednotlivých měření lze navzájem porovnat celkový čas potřebný k výpočtu a přesnost, která je v tomto případě reprezentovaná pomocí absolutní odchylky daného měření. Při vzájemném určení celkového výpočetního času jsou u metod, které mají rozdílné časy při aplikování různých vzorkovacích frekvencí, použity průměrné časy z těchto měření. Výsledky jsou zahrnuty ve sloupcovém grafu (obr. 146). Z těchto výsledků je zřejmé, že nejrychleji je úhel dopadu určen pomocí metody TDOA, která převádí data z časové oblasti do frekvenční oblasti a zpět. Ve frekvenční oblasti je realizovaná vzájemná korelace signálů a výsledkem je hodnota, která určuje vzájemný posun dvou signálů ve vzorcích. Časově nejnáročnější je metoda, která využívá FIR filtr tak, aby bylo možné posunout signál o zlomky vzorkovací periody.



Obr. 146 Porovnání jednotlivých metod podle jejich časové náročnosti

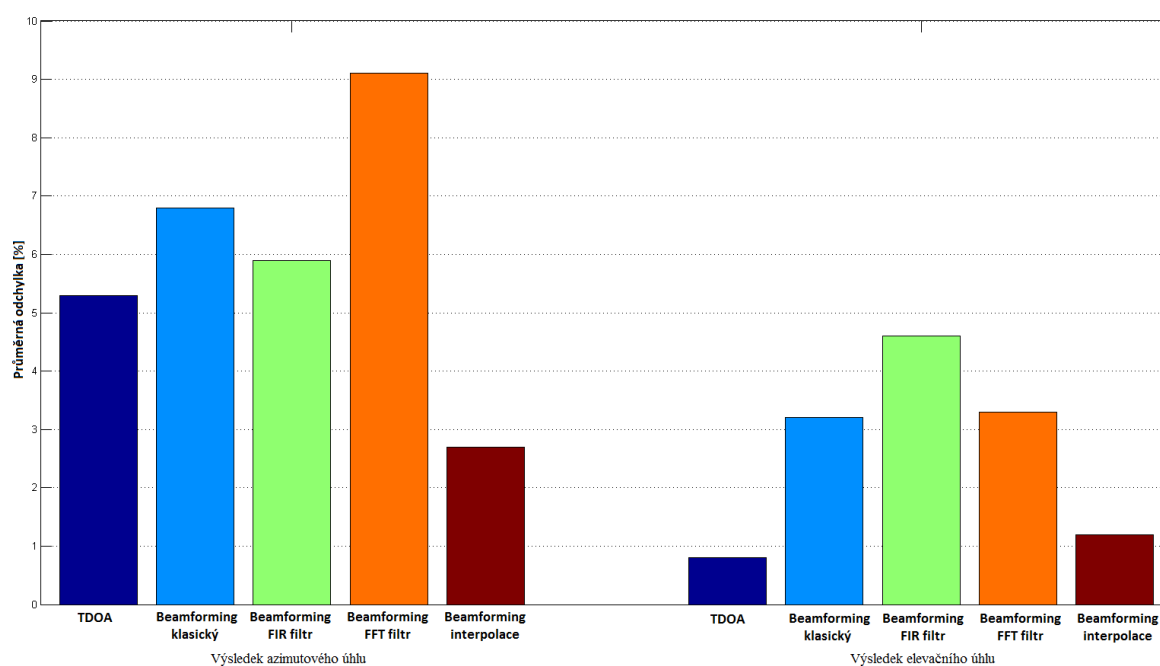
Další porovnávanou hodnotou je průměrná absolutní odchylka jednotlivých měření. Sloupcové grafy vždy obsahují výsledky jednotlivých metod pro určení úhlu azimutu a elevace. Nejprve je provedeno srovnání průměrných absolutních odchylek při použití vzorkovací frekvence 24 kHz. Ve sloupcovém grafu (obr. 147) jsou vidět nejlepší dosažené výsledky při použití metody Beamforming s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů. Pro úhel azimutu je dosaženo průměrné odchylky $4,7^\circ$ a výsledná odchylka elevačního úhlu je $2,9^\circ$.

Těchto nejnižších hodnot bylo dosaženo především tím, že původní naměřené signály byly trojnásobně převzorkovány, to znamená, že například původní vzorkovací frekvence signálů 24 kHz byla převzorkována na hodnotu 72 kHz.



Obr. 147 Porovnání průměrných odchylek jednotlivých metod při použití vzorkovací frekvence 24 kHz

Následující sloupkový graf (obr. 148) ukazuje průměrné absolutní odchylky, které byly vypočteny při použití vzorkovací frekvence 48 kHz.

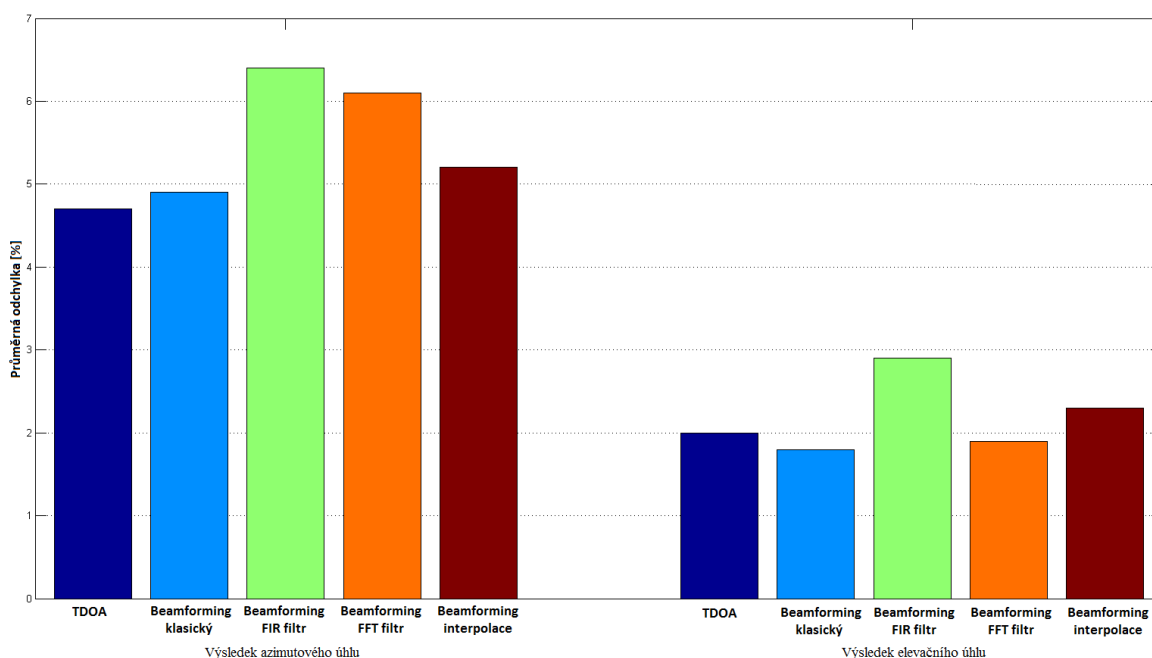


Obr. 148 Porovnání průměrných odchylek jednotlivých metod při použití vzorkovací frekvence 48 kHz

Při použití vzorkovací frekvence 48 kHz je opět dosaženo nejmenší odchylky azimutového úhlu při použití metody Beamforming s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů. Výhodou této metody je již zmiňované trojnásobné převzorkování původní vzorkovací frekvence na novou hodnotu 144 kHz. Průměrná absolutní odchylka je v tomto

případě $2,7^\circ$. Nejmenší odchylka elevačního úhlu byla tentokrát dosažena metodou TDOA. Výsledná odchylka elevačního úhlu je v tomto případě $0,8^\circ$. Metodou Beamformingu s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů bylo taktéž dosaženo velice nízké hodnoty absolutní odchylky, která byla rovná hodnotě $1,2^\circ$.

V posledním sloupcovém grafu (obr. 149) jsou vidět průměrné absolutní odchylky jednotlivých metod při použití vzorkovací frekvence 96 kHz. Nejmenší odchylky při určování azimutového úhlu je opět dosaženo pomocí metody TDOA. Tato odchylka je $4,7^\circ$. Nejlepším výsledkem určení elevačního úhlu bylo dosaženo pomocí metody Beamforming, která využívá vzájemného posunu signálů o celé vzorky. V tomto případě byla průměrná absolutní odchylka stanovena na $1,8^\circ$.



Obr. 149 Porovnání průměrných odchylek jednotlivých metod při použití vzorkovací frekvence 96 kHz

Předchozí sloupcové grafy celkově ukazují stoupající tendenci zpřesnění výsledků při zvyšující se vzorkovací frekvenci. Nejpřesnějšími použitými metodami je metoda Beamforming s využitím interpolace a metoda TDOA. V celkovém porovnání odchylek a časové náročnosti je nejlepší metoda TDOA. Průměrné absolutní odchylky jednotlivých metod jsou silně ovlivněny vysokými odchylkami při dopadu akustické vlnoplochy v krajních úhlech $\pm 90^\circ$. Zde jsou odchylky pro všechny metody až trojnásobně vyšší než je průměrná absolutní odchylka.

U všech měření se vyskytly odchylky, které vznikly z důvodů možného nepřesného ustavení reproduktoru do požadované polohy a taktéž zpracováním naměřených signálů ve vytvořených elektronických obvodech pro zesílení a analogovou filtraci. Dalšími aspekty, které ovlivňují přesnost výpočtu, jsou různé zesilovací vlastnosti jednotlivých vstupů digitálního signálového procesu. Pro zpřesnění jednotlivých algoritmů by bylo potřeba vytvořit nové elektronické obvody, které by tentokrát byly osazeny kvalitnějšími součástkami. Současné použité součástky byly primárně vybrány především podle aktuální dostupnosti a ceny. V tomto směru jsou určité rezervy, které je možné odstranit a dosáhnout tak lepších výsledků jednotlivých navržených algoritmů.

13 Závěr

Tato disertační práce je zaměřená na využití digitálního signálového procesoru, který určuje úhel dopadu zvukových vlnoploch na mikrofonní pole. Hlavním cílem práce bylo vytvořit funkční vzorek takového zařízení, které bude plně zpracovávat zvukové signály. Funkční vzorek využívá navržené algoritmy, které jsou naprogramovány pro digitální signálový procesor ADSP 21469. Celkem je navrženo 5 algoritmů, které využívají principy metod TDOA a Beamformingu.

Úvodní část této práce je zaměřená na teoretické poznatky z oboru akustiky a na geometrické rozložení mikrofónů v mikrofonních polích. V další části jsou popsány jednotlivé lokalizační metody a k nim přidružené teoretické základy. Následující kapitola se zabývá digitálním signálovým procesorem osazeným na vývojové desce SHARC 21469 EZ LITE. Závěrečná část této práce popisuje návrh funkčního vzorku pro určení úhlu dopadu zvukových vlnoploch na mikrofonní pole. Funkční vzorek byl postupně realizován po jednotlivých krocích tak, aby konečným produktem bylo plně funkční měřicí zařízení. Pomocí tohoto zařízení je možné provést požadované měření a ověřit tak teoretické předpoklady, které jsou popsány v první části této práce. V prvním kroku byl vybrán typ mikrofonní kapsle. Jedná se o elektretový mikrofón MCE 4000. Tento mikrofón se vyznačuje stabilní frekvenční charakteristikou do 5 kHz a cenově se jedná o velice dostupný model. Z důvodu potřeby napájení a zároveň zesílení výstupního signálu, byl k tomuto mikrofónu navržen mikrofonní zesilovač s napájením mikrofonní vložky. Tento elektronický obvod je navržen jako neinvertující zesilovač. Aby byl definován pracovní rozsah, je navržen filtr typu dolní propust s horní hranicí 5 kHz. Tento filtr vychází z typologie zapojení Huelsman 3. řádu aproximovaný pomocí Butterworthovy aproximace. Aktivním prvkem tohoto filtru je operační zesilovač NE5532. Po provedení testovacích měření na zesilovači a dolnoproustném filtru byl navržen jeden společný elektronický obvod, který obsahuje zesilovač a dolnoproustný filtr. Celý elektronický obvod je napájen symetrickým napětím ± 9 V. Výstupním prvkem tohoto elektronického obvodu je CINCH konektor, který zajišťuje pomocí dvojlinkového kabelu spojení s digitálním signálovým procesorem. Celkem byly vytvořeny 3 elektronické obvody, na kterých je 12 mikrofonních vstupů a 12 výstupů připravených na připojení do vstupů digitálního signálového procesoru.

Digitální signálový procesor ADSP 21469 je klíčovou částí celého funkčního vzorku a je osazen na vývojové desce EZ-KIT. Tato deska obsahuje standardně 2 stereo vstupy a to není dostačující pro navrhovaný funkční vzorek. Proto byla tato deska rozšířená o další přídatný modul, takzvaný Daughter Board, který obsahuje 6 stereo vstupů. Tímto rozšířením bylo získáno až 12 potenciálních mikrofonních připojení. Testováním jednotlivých ADC vstupů bylo zjištěno, že jednotlivé vstupní linky mají odlišné vlastnosti zesílení signálu a úrovně šumu. Na základě tohoto testování bylo vybráno 9 vstupů s nejpřesnějším zpracováním vstupních signálů a na tyto vstupy jsou připojeny jednotlivé mikrofony z mikrofonního pole.

Z důvodů požadované vyšší výpočetní rychlosti jednotlivých algoritmů byly využity FIR a FFT akcelerátory. Jedná se o separátně fungující mikroprocesorové jednotky, které zrychlují celý výpočtový proces tak, že jsou určitá data zpracovávána v jádru DSP a paralelně jsou zpracovávána data pomocí výše zmíněných akcelérátorů.

Funkční vzorek je navržen tak, aby pomocí vytvořených algoritmů zpracovával příchozí zvukové signály. Tyto signály jsou nahrávány přes mikrofonní jednotky, které jsou rozmístěné na konstrukci s kovovým síťovým výpletem. Tímto je možné variabilně přeskupovat jednotlivé mikrofony a provádět tak měření s různými typologiemi mikrofonního pole. Pro testovací měření bylo vybráno mikrofonní pole tvořené 9 mikrofonními vložkami. Tyto mikrofony jsou lineárně rozmístěny ve stejných vzdálenostech a to ve třech řadách po třech mikrofonech. Toto mikrofonní pole je vybráno z toho důvodu, že se jedná o nejefektivnější rozmístění mikrofonů tak, aby bylo dosaženo co nejmenšího výpočetního času.

Celkem bylo navrženo 5 algoritmů pro určení úhlu dopadu akustické vlnoplochy na mikrofonní pole. První použitý algoritmus vychází z metody TDOA a využívá konvoluci dvou signálů ve frekvenční oblasti k určení vzájemné křížové korelace. Ostatní algoritmy vycházejí z metody Beamforming. V prvním případě je použit klasický Beamforming, který vzájemně zpožďuje jednotlivé signály o celé vzorky a výsledkem je maximální efektivní hodnota, která určuje úhel dopadu akustické vlnoplochy na mikrofonní pole. Druhý použitý algoritmus Beamformingu vychází z předchozího algoritmu, ale jednotlivé signály jsou zpožďovány o zlomky jednotlivých signálových vzorků. Aby bylo možné zpožďovat jednotlivé signály o necelé vzorky, to znamená o jejich zlomky, je zde využit FIR akcelérátor. Pomocí funkce SINC je vygenerován signál, jehož hodnoty jsou použity jako koeficienty FIR filtru. Tato metoda je nejnáročnější na čas, protože je zde potřeba vypočítávat jednotlivé koeficienty FIR filtru pro každý možný úhel dopadu akustické

vlnoplochy. Třetí použitý algoritmus Beamformingu využívá FFT akcelérátoru a převádí jednotlivé signály z časové oblasti do frekvenční oblasti. Poslední použitý algoritmus využívá FIR filtr za účelem zvýšení vzorkovací frekvence naměřených signálů. Naměřené signály jsou převzorkovány na novou trojnásobně vyšší vzorkovací frekvenci.

V závěru této práce byly jednotlivé navržené algoritmy aplikovány na reálných měřeních. Výsledky těchto algoritmů byly navzájem porovnány a byly určeny metody, při kterých je dosaženo nejlepších výsledků v oblasti přesnosti určení úhlu azimutu a elevačního úhlu a také časové náročnosti.

Z navržených algoritmů použitých pro digitální signálový procesor ADSP 21469 vychází výsledkově nejlépe metoda Beamformingu s využitím FIR filtru pro interpolaci signálů. V navrženém algoritmu je použito trojnásobného převzorkování původních signálů. Bylo by možné použít vyšší hodnotu převzorkování, ale je zde problém s výpočetním časem. V tomto případě by bylo vhodné užít méně analogových signálů, které jsou zpracovávány pomocí ADSP 21469, nebo použít další DSP, které by například zpracovávalo polovinu analogových vstupů. Po převzorkování signálů na vyšší vzorkovací frekvenci by bylo možné opět použít navržené algoritmy. Další možnost je využití metody Beamformingu s FFT akcelérátorem. Tento algoritmus je vhodný pro signály s vyšším počtem naměřených vzorků, například 2048 a vyšší. Počet naměřených vzorků je dán nastavením na převodníku AD 1939. Maximální počet naměřených vzorků poslaných z AD 1939 do DSP 21469 je 512 v jednom bufferu. V tomto případě by se daly jednotlivé buffery seskupit do dalších větších bufferů a uložit v paměti DSP. Poté by se pomocí metody Beamformingu s využitím FFT prováděly všechny operace ve frekvenční oblasti.

14 Conclusion

This doctoral thesis is about using a digital signal processor to determine angle of sound signals arrival on a microphone array. The main goal of the thesis has been a functional design related to low cost model, but with maximum efficiency. The functional design is using designed algorithms programmed into the digital signal processor ADSP 21469. There are 5 algorithms designed and available to be used. All algorithms have been designed related to TDOA and Beamforming methods.

The first part of this thesis is about theoretical information and microphone arrays. Also localization methods and evaluation kit SHARC 21469 EZ LITE are described. As a final product a functional design has been designed and realized. According to theoretical information this functional design is measuring acoustic signals. At the beginning there was needed to choose a microphone type. As a good solution seems microphone MCE 4000. It is a cheaper model with good frequency response around 5 kHz. Because this microphone needs power supply the power electronic circuit has been created. The output signal from the microphone was not strong and in that case an amplifier electronic circuit has been created as well. It is non inverted amplifier. To define work range of signal frequencies the analog low pass filter has been designed as well. This filter is using Huelsman typology of 3rd order approximated by Butterworth. As an active element of this filter there is an amplifier NE5532. The amplifier and the filter are part of one electronic circuit. The microphones are connected to the amplifier. An output of this electronic circuit board is a CINCH connector. The signals from CINCH connectors are routed to the digital signal processor. Totally 3 electronic circuit boards have been created. Each of them includes 4 inputs and 4 outputs, totally there are 12 inputs and 12 outputs.

The main part of the functional design is digital signal processor ADSP 21469. To increase number of inputs to digital signal processor a DAUGHTER Board has been added to SHARC 21469 EZ LITE. Related to this extension totally 12 inputs are available now. Not all inputs have made quality analog signals and for this functional design the 9 highest quality inputs have been chosen. The digital signal processor also includes FFT and FIR accelerators and both of them are being used for localization methods.

To get the best compute time there is a microphone array designed with 9 microphones in 3 lines. This microphone array gives the best compute time results.

There were 5 algorithms designed to determine angle of sound arrival. The first algorithm is based on TDOA method and using convolution of two signals in frequency domain. The other algorithms are based on Beamforming method. As a first method of Beamforming there is a classic algorithm uses whole sample shift. Next algorithm is similar to previews algorithm, but uses fractional delay. That approach is realized by FIR filter and SINC function. It is the longest time method. The third algorithm of Beamforming method uses FFT accelerator to convert signals from time domain to frequency domain. The last algorithm of Beamforming method is about interpolation by FIR filter. The principle of this method is up sampling original signals.

In the end of this thesis all algorithms have been compered. That comparison was focused on accuracy in azimuth and elevation angles and also compute time was one of the comparison part.

The best results has been achieved by used the method Beamforming with FIR filter for signals interpolation. In that method signals are interpolated by ratio 3. There would be possible to use higher interpolation ratio, but the compute time is problem. To get faster results there is an option to use another DSP and split the compute time between them. For signals with more than 2048 samples there would be great to use the method Beamforming with FFT accelerator. In that case would be contribute to do calculations in frequency domain.

15 Přínos disertační práce pro vědní obor a praxi

V této disertační práci bylo navrženo celkem 5 algoritmů pro funkční vzorek s digitálním signálovým procesorem ADSP 21469. Těchto aplikovaných znalostí je možné použít tam, kde je potřeba identifikovat přicházející směr zvukového signálu. Může se jednat o náhlý, neperiodicky se opakující zvukový signál. Takovým příkladem může být elektronický obvod, který vlivem tepelných změn vytváří zvukové signály podobné prasknutí nebo lupnutí. V tomto případě je obtížné určit směr a místo, ze kterého jsou tyto nežádoucí zvuky generovány. Pomocí navrženého funkčního vzorku je možné určit toto místo. Na druhou stranu je možné využít navržený funkční vzorek pro běžné komunikační situace, jako jsou například telekonferenční hovory. U těchto hovorů je důležité zesílit zvuk přicházející z místa aktuálního řečníka a tímto směrem nastavit daný mikrofon anebo zesílit zvuk z tohoto směru a zároveň potlačit okolní rušivé zvukové signály.

Celý koncept tohoto funkčního vzorku by mohl být implementován společně s digitální kamerou. Takto navržený systém by byl schopen vizuálně snímat okolní prostředí a pomocí mikrofonního pole by bylo možné aplikovat intenzitu zvukových signálů na snímaný obraz. Jednotlivé intenzity a místa odkud tyto zvukové signály přicházejí, by byly na obrazové stopě zvýrazněny pomocí barevných ploch. Ve své podstatě by se jednalo o ten samý princip, který je možné vidět u termokamerových systémů. Rozdíl by byl v tom, že místo tepelných rozdílů by byly zobrazovány jednotlivé intenzity zvukových signálů a místa odkud přicházejí. Využití tohoto komplexního systému by bylo možné v hlučných továrnách a výrobních halách, kde by byl tento systém využíván k analýze a určení konkrétních míst, ze kterých přichází nežádoucí zvukový signál. Také by bylo možné tento koncept využít v oblastech, kde se kladou vysoké nároky na zvukotěsnost. Například se zjišťuje úroveň hluku v pracovních strojích nebo dopravních prostředcích. Zde by se daly identifikovat slabá místa těsnění, které propouští zvukové signály do míst, ve kterých je žádoucí snížit úroveň hluku. V neposlední řadě je možné tento funkční vzorek využít ve výuce a ukázat tak studentům reálné měření, které je založeno na využití digitálních signálových procesorů. Také je možné využít a ukázat FIR a FFT akcelerátory, které jsou součástí DSP.

16 The Contribution of science

In this thesis totally 5 algorithms have been designed for digital signal processor ADSP 21469. Knowledge of this thesis can be integrated to the real life as there are some situations where is needed to identify angle of sound arrival. That sound can be no periodically repeated occurs only in nonspecific time. As an example of that situation there are some microelectronic circuit boards generating a signal according to temperature changing. It sounds like a crack. In that situation is difficult to determine angle of the sound arrival or its place. Designed functional design can analyze the signal and determines angle of the sound arrival and a source of the signal can be found. On the other hand the designed functional design can be used in common situations as teleconferencing. There is possible to gain actual speaker and avoid noise being part of this speech.

The concept of that functional design can be implemented together with a digital camera. That system would be able recording visual and sound signals at the same time. As a result, colored marks of sound intensity and origin can be displayed on screens. That idea would be working on the same principle as a thermocamera. Difference would be in displaying acoustic intensity and their sources instead of thermos intensity as is known in thermocameras. That system would be useful in noise factories to analyze specific signals and their sources to avoid stop or damage a technological process. It can be a part of maintenance process. Also that system can be used in situations to find air leakages in transport vehicles, cars or buildings. All places where no high noise required is. The functional design also can be part of school laboratories. Students can see features of sound in frequency domain, also they can see features of acoustic waves travelling in the air or they can use FIR and FFT filters. As a last, the students can see how digital signal processors work.

Seznam použitých pramenů

- [1] ACOUSTIC MEASUREMENTS [online]. 2014 [cit. 19. prosinec 2014]. Dostupný z WWW: < <http://etssolution-asia.com/testing-analysis/measurement-and-analysis/acoustic-measurement/> >
- [2] ANALOG DEVICES, INC. [online]. 2014 [cit. 26. května 2014]. Dostupný z WWW: <<http://www.analog.com/>>
- [3] ANALOG DEVICES, INC. *AD1939*. Norwood, 2011. 33 s. PDF manuál.
- [4] ANALOG DEVICES, INC. *ADSP-214xx SHARC Processor Hardware Reference*. Norwood, 2012. 1270 s. PDF manuál. 82-000469-01.
- [5] ANALOG DEVICES, INC. *SHARC Processor Programming Reference*. Norwood, 2011. 690 s. PDF manuál. 82-000500-01.
- [6] ANALOG DEVICES, INC. *SHARC Audio EZ-Extender Manual*. Norwood, 2012. 76 s. PDF manuál. 82-000223-01.
- [7] ANALOG DEVICES, INC. *ADSP-21469 EZ-Board Evaluation System Manual*. Norwood, 2009. 111 s. PDF manuál. 82-000221-01.
- [8] ANALOG DEVICES, INC. *Visual DSP++ 5.0 C-C++ Compiler Manual for SHARC Processors*. Norwood, 2010. 544 s. PDF manuál. 82-001963-02.
- [9] ANALOG DEVICES, INC. *Visual DSP++ 5.0 Run-Time Library Manual for SHARC*. Norwood, 2011. 708 s. PDF manuál. 82-000420-09.
- [10] BEZDÍČEK, M. *Lokalizace pohyblivých akustických zdrojů*. Brno, 2010. 57 s. Bakalářská práce
- [11] BRÜEL & KJÆR. [online]. 2014 [cit. 25. května 2014]. Dostupný z WWW: <<http://www.bksv.com/>>
- [12] CAE SOFTWARE AND SYSTEMS. *Aero acoustic noise in a wind tunnel*, 2011 [online] [cit. 10. květen 2011]. Dostupný z WWW: < <http://www.cae-systems.de/en/products/noise-inspector/examples.html> >
- [13] CLEARONE. *Beamforming Microphone Array* [online] [cit. 19. prosinec 2014]. Dostupný z WWW: <<http://www.clearone.com/>>
- [14] CLÉNT, B. *Circular microphone array based beamforming and source localization on reconfigurable hardware*. Graz, 2010. 74 s. Diplomová práce
- [15] DOUGLAS-SELF. *Acoustic Location and Sound Mirrors* [online]. 2011 [cit. 9. května 2011]. Dostupný z WWW: <<http://www.douglas-self.com/MUSEUM/COMMS/ear/ear.htm>>
- [16] DOLEŽAL, A. *Programové vybavení pro frekvenční analýzu zvukového signálu*. Zlín, 2006. 66 s. Bakalářská práce

- [17] DOSTÁLEK, P. *Embedded systém pro lokalizaci zdroje zvuku*. Zlín, 2009. 126 s. Disertační práce
- [18] DUFEK, P. *Hyperbolické radarové systémy Tamara a Věra*, Ostrava, 2010, 21 s. PDF formát
- [19] ELEKTROAKUSTIKA. [online]. 2014 [cit. 25. července 2014]. Dostupný z WWW: < <http://www.elektroakustika.cz/>
- [20] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. *LF351 Single Operational Amplifier (JFET)*. San Jose, 2001. 8 s. PDF Datasheet
- [21] FARANA, R., SMUTNÝ, L., VÍTEČEK, A., VÍTEČKOVÁ, M. & WÁGNEROVÁ, R. *Doporučení pro psaní odborných textů z oblasti automatizace a informatiky*. 1. vydání. Ostrava, Repronis, 2008, 80 s, ISBN 978 - 80 - 248 - 1925 – 9
- [22] GREENSTED, A. *The Lab Book Pages* [online]. 2010 [cit. 5. července 2014]. Dostupný z WWW:< <http://www.labbookpages.co.uk/index.html>>
- [23] GROBELNÝ, P. *Mikrofonová pole pro prostorovou separaci akustických signálů*. Brno, 2010. 65 s. Diplomová práce
- [24] GRØNVOLD, L. *Implementing Ultrasound Beamforming on the GPU using CUDA*. Trondheim, 2008. 68 s. Diplomová práce
- [25] CHRISTENSEN, J. J. & HALD, J. *Beamforming*, Nærum, 2004, 47 s, ISSN 0007-2621
- [26] HAMPSON G. *Simulation of Beamforming Techniques for the Linear Array of Transducers*. Clayton, 1995. 30s
- [27] KUPKA, J. *Přenos zvukových signálů do vnitřního ucha přes okrouhlé okénko*. Brno, 2010. 86 s. Diplomová práce
- [28] MONACOR. *MCE-4000 - Electret Mike Capsul*. Farun, 2010. 2 s. PDF Datasheet
- [29] MUTSUAKA, Y., TOJO, T., KUBOTA, S., FURUKAWA, K., TAMIYA, D., HAYATA, K., NAKANO, Y., KOBAYASHI, T., *Multi-person Conversation via Multi-modal Interface - A Robot who Communicate with Multi-user*. Tokyo, 1999, 4 s, PDF formát
- [30] ØYVIND, D. *High-precision beamforming with UWB impulse radar*. Oslo, 2009. 84 s. Diplomová práce
- [31] SMITH, W. S. *Digital Signal Processing*. Burlington, Newnes, 2003, 643 s, ISBN 0-75067444-X
- [32] TEXAS INSTRUMENTS. *Active Filter Design Techniques*. Dallas, Texas Instrument Incorporated, 2008, 66 s, SLOA088

- [33] TŮMA, J. *Signal processing*. 1. vyd. Ostrava: Skripta VŠB-TU Ostrava, 2009, 156 s, ISBN 978-80-248-2114-6.
- [34] TŮMA, J. *Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT*. Sdělovací technika, 1997, 174 s, ISBN 80-901936-1-7
- [35] ULF, M. *History of acoustic beamforming*. Berlín, Berlín Beamforming Conference, 2006, 17 s
- [36] VALIN, J., M., MICHAUD, F., LÉTOURNEAU, D. *Robust Sound Source Localization Using a Microphone Array on a Mobile Robot*. Quebec, 2002, 16 s, PDF dokument
- [37] VÉLIM, J., FEDRA, Z. *Lokalizace zvukového zdroj*. Brno, International Society for Science and Engineering, Svazek 16, Číslo 2, Březen 2014, 10 s, ISSN 1213 – 1539

Seznam autorových publikačních činností**2010**

JANECKA, P., TUMA, J. Bezkontaktní měření teploty. In *XXXVIII. Seminar ASR 2010 "Instrument and Control"*. VŠB-TU Ostrava 2010, pp. 145 – 152. (8s). ISBN 978-80-248-2191-7.

JANECKA, P., SMUTNY, L., TUMA, J. Temperature measuring mobile object with use non-contac sensors. *11th International Carpathian Control Conference ICCC'2010*. Eger, Hungary, 2010, pp. 297 – 300. (4s). ISBN 978-963-06-9289-2.

2012

JANECKA, P., ZAVADIL, J. & RICHTER, L. Using a Distance Laser Sensor for Measuring Shape of the Objects. In *XXXVI. Seminar ASR 2012 "Instrument and Control"*. VŠB-TU Ostrava 2012, pp. 27 – 34. (8p). ISBN 978-80-248-2626-4.

ZAVADIL, J., TUMA, J. & JANECKA, P. Blob Analysis and Pattern Recognition using MATLAB. In *XXXVI. Seminar ASR 2012 "Instrument and Control"*. VŠB-TU Ostrava 2012, pp. 135 – 140. (6s). ISBN 978-80-248-2626-4. (70+20+10)

RICHTER, L., FARANA, R., JANECKA, P. & SPURNY, M. Distributed control systems using Web service. In *Proceedings of the 2012 13th International Carpathian Control Conference (ICCC)*. High Tatras, Podbanské, Slovak Republic: TU Košice, 28. – 31. 5. 2012. pp. 740 – 743. (4s). ISBN 978-1-4577-1866-3. (70+10+10+10)

JANECKA, P., TUMA, J., VALA, M., RICHTER, L. Sound Source Localization. In *Proceedings of the 2012 13th International Carpathian Control Conference (ICCC)*. High Tatras, Podbanské, Slovak Republic: TU Košice, 28. – 31. 5. 2012. pp. 596 – 599. (4s). ISBN 978-1-4577-1866-3.

2014

JANECKA, P. Zpracování zvukových signálů využitím ADSP-21469 EZ-KIT Lite. In *XXXVIII. Seminar ASR 2014 "Instrument and Control"*. VŠB-TU Ostrava 2014, pp. 50 – 57. (8s). ISBN 978-80-248-3398-9.

2015

JANECKA, P. SSL – Functional Prototype. In *XXXVIX. Seminar ASR 2015 "Instrument and Control"*. VŠB-TU Ostrava 2015, pp. 49 – 54. (5s). ISBN 978-80-248-3744-4.